

Innhold

1. Innledning.....	3
1.1. Definisjon av oppgave	3
1.2. Målgruppe	3
1.3. Arbeidsform.....	3
1.4. Organisering av rapporten	3
2. Kravspesifikasjoner.....	4
3. Utvikling av prototyp	5
3.1. Beskrivelse	5
3.2. Komponenter	6
4. Strømforsyning	7
4.1. Komponentvalg	7
4.1.1. L78M05 5 V Spenningsregulator	7
4.1.2. MAX604 Variabel spenningsregulator.....	7
4.1.3. Batteri.....	8
4.2. Implementering.....	8
4.2.1. 5 V Spenningsregulator	8
4.2.2. 3.3 V Spenningsregulator	8
5. Downconverter	10
5.1. Komponentvalg	10
5.1.1. LCL 2304 Low Noise Amplifier	10
5.1.2. AD 8362 TruPwr™ Detector.....	11
5.1.3. ERA-8SM Integrert forsterker.....	11
5.1.4. LT5500 Integrert forsterker og mikser	12
5.1.5. ADF 4360-2 Integrert frekvenssyntetisator og VCO/lokaloscillator	12
5.1.6. Referanseoscillator 10MHz	13
5.2. Forberedelser	13
5.2.1. Beregning av støyfaktor	13
5.2.2. Maksimalnivåer og komponentbeskyttelse	14
5.3. Implementering av krets	16
5.3.1. MCM (Multi-Chip Module) Low Noise Amplifier.....	16

5.3.2. Mikrostripfilter	16
5.3.3. Integrrert frekvenssyntetisator og VCO. (Lokaloscillator)	17
5.3.4. Mikser	18
5.3.5. Filtrering og forsterkning av mellomfrekvens	20
5.3.6. Mikrokontroller	21
5.3.7. Effektmåler	24
6. Demodulator	25
6.1. Valg av løsning	25
6.1.1. Filter-metoden	25
6.1.2. Kvardratur-metoden	26
6.1.3. PLL-metoden	26
6.1.4. Valgt løsning	27
6.2. Komponentvalg	27
6.2.1. ADF 4002 Phase Detector / PLL Frequency Synthesizer	27
6.2.2. MAX2607 Integrated IF VCOs with Differential Output, 150-300MHz	27
6.2.3. ATmega88 Mikrokontroller	28
6.2.4. LT1719 høyhastighetskomparator	28
6.3. Implementering	29
6.3.1. Fasedetektor	29
6.3.2. Komparator	31
6.3.3. Spenningsstyrt oscillator VCO	31
7. USB-grensesnitt	33
7.1. Komponentvalg	33
7.1.1. FT 232BL Single Chip USB ⇔ Asynchronous Serial Data Transfer	33
7.1.2. Mini USB konnektor, type B	33
9. Testing	34
9.1. Testoppsett	34
9.2. Testprosedyre	35
9.2.1. Likespenninger	35
9.2.2. Låsing av faste frekvenser	35
9.3. Testing av demodulator	35
9.4. Testing av downconverter	39

10. Vurdering av testresultater	40
11. Kretskort	41
12. Konklusjon	42
13. Litteraturliste	43

1. Innledning

1.1. Definisjon av oppgave

Målet med dette prosjektet var å utvikle en fungerende prototyp av en telemetrimottaker for høy datarate (15 Mbps). Mottakeren skal ha et USB-grensesnitt mot PC, for styring av frekvens og avlesning av mottatt signaleffekt, og må kunne lagre sist innstilte frekvens og hente frem denne ved oppstart. De demodulerte dataene skal komme på en egen port med TTL-nivåer.

Vi velger selv leverandører av komponenter og hvilke tekniske løsninger vi vil bruke for å realisere prosjektet

1.2. Målgruppe

Denne rapporten er primært skrevet med tanke på elektroingeniører og andre med lignende kompetanse ved oppdragsgiver Forsvarets Forskningsinstitutt.

Det kreves en viss innsikt i de fleste av fagområdene innenfor elektronikk om en skal ha utbytte av denne rapporten.

1.3. Arbeidsform

Vi startet prosjektet med å studere rapportene fra henholdsvis "S-bånd telemetrimottaker" av Taranrød/Olufsen/Roberg/Øen, 2004 og "S-bånd telemetrimottaker" av Johansen/ Würgler, 2005 da prosjektet vårt er en videreføring av disse, etter å ha studert disse gjennomførte vi et besøk hos FFI for å få vite hvilke krav de stilte i forhold til de to foregående prosjektene. Deretter kunne vi selv velge vår måte å løse det på, og finne passende komponenter.

Komponenter ble i stor grad skaffet ved å ringe rundt til norske og skandinaviske leverandører, enkelte komponenter ble også bestilt som produktprøver direkte fra produsent. Det meste av arbeidet har foregått på Elektrolaboratoriet ved HiG, men vi har sendt bort noen oppgaver til andre. Vi har fått printet ut kretskortutlegg hos Capinor på Gjøvik og har fått loddet de minste IC'ene hos FFI. I et tilfelle der vi trengte å skifte ut en komponent var også Toten Produkter behjelpelige med å gjøre dette for oss. Vi har hatt tilgjengelig utstyr på Elektrolaboratoriet til å fremstille kretskortene og teste kretsene, samt lodde det meste av komponenter.

Siden vi har hatt muligheten til kontakt med veiledere når vi måtte ønske, har vi ikke hatt noen formelle møter, men har hatt regelmessig kontakt og en del uformelle møter.

1.4. Organisering av rapporten

Vi har lagt vekt på at arbeidet som er gjort skal presenteres så enkelt og greit som mulig for en elektroingeniør. Det er forutsatt at leseren er inneforstått med den teori som ligger bak de løsningene og valgene som er tatt. Der det er nødvendig er det vist til relevante kilder som omhandler nødvendig teori. Rapporten redegjør for arbeidet gjort underveis. Vi har skrevet om valg av komponenter og hvordan disse er implementert.

Kretsskjemaer og printutlegg er lagt som vedlegg. Det samme gjelder koden for mikrokontrolleren.

Vi har også lagt ved en CD med datablad, programkode, kretsskjema og programvare.

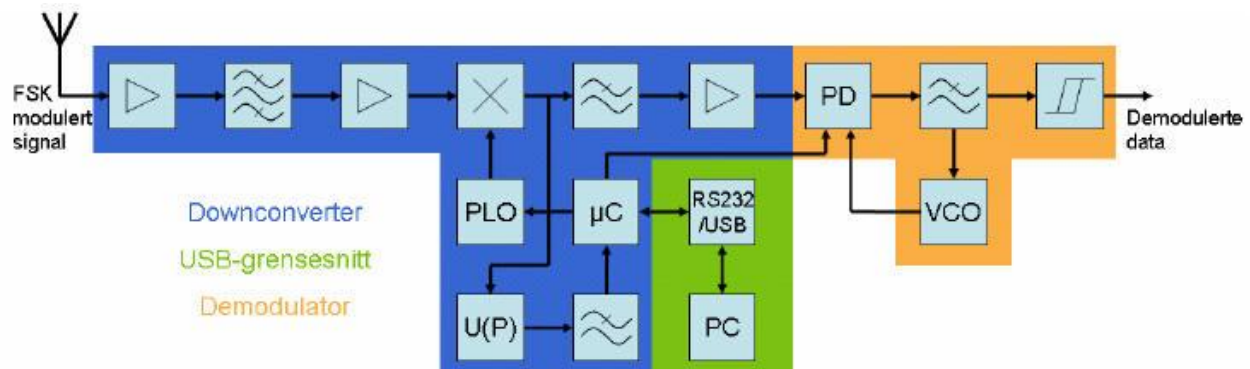
2. Kravspesifikasjoner

Drivspenning:	Ingen spesielle krav, men mulighet for batteridrift er ønskelig.
Temperaturområde:	Ingen spesielle krav.
Frekvensområde for mottaker:	2.2 – 2.3 GHz
Kanalavstand:	500 kHz, mottaker skal huske siste innstilling.
Modulasjonstype:	FSK (Sundes og MSK)
Datarate:	15 Mbps
Grensesnitt mot PC:	USB
Skal kunne styre/avlese:	Kanalinnstilling, nivå på mottatt signal.
Utgangssignal:	TTL-kompatibelt, egen port.
Fysisk størrelse:	Ingen spesielle krav, men skal være mobilt.

Tabell 1: Krav og spesifikasjoner

3. Utvikling av prototyp

3.1. Beskrivelse



Figur 1: Blokkskjema av tenkt løsning

Mottakeren er delt inn i tre hovedblokker: "downconverter", "USB-grensesnitt" og "demodulator", som man ser på Figur 1. Disse tre delene har vi valgt å lage på hvert sitt kort, samt et kort for microstripfilteret. Dette gjør at vi kan teste hvert enkelt trinn for seg selv, slik at vi er sikre på at de fungerer før vi kobler dem sammen. Feilsøking blir også enklere. Denne oppdeling er tenkt kun for prototypen. Skulle vi satt kortet i produksjon ville vi koblet opp alt på ett kort.

Signalet i S-båndet mottas i en antenne som er koblet til downconverteren. Her blir signalet forsterket, filtrert og mikset ned til mellomfrekvens. For å få mikset ned et signal, trengs en lokaloscillator. I vårt tilfelle må denne være programmerbar slik at den genererte frekvensen kan variere med hvilken kanal vi bruker. Det er signalet fra lokaloscillatoren som blir mikset sammen med signalet fra S-båndet, og sørger for at mellomfrekvensen forblir den samme uansett hvilken kanal vi bruker. Mellomfrekvens-signalet blir i deretter forsterket opp og filtrert med et lavpassfilter før demodulatoren. Demodulatoren sørger for å få signalet demodulert og over på TTL nivå. Her har vi valgt en PLL løsning der dataene kan plukkes ut som tuningspenningen til en VCO.

Vi planla å benytte styringsprogramvare for PC'en som er utviklet ved prosjektet: "S-bånd telemetrimottaker" av Taranrød/Olufsen/Roberg/Øen, 2004. De endringene som ville være nødvendige var:

- Endring av dataordene som overføres slik at de passet til vår lokaloscillator
- Mer avansert styring av mellomfrekvens med valg av bitrate og modulasjonsform

Årsaken til at sistnevnte ville være nødvendig er at det modulerte signalets frekvensdeviasjon, og dermed også senterfrekvens, ville variere med både bitrate og modulasjonsform (MSK/Sundes FSK). Vår tenkte demodulatorløsning er avhengig av at senterfrekvensen er noenlunde konstant, og en må derfor tilpasse mellomfrekvensen i samsvar med dette. Dette er felles for de fleste FSK-demodulatorer.

3.2. Komponenter

Vi har i hovedsak basert oss på komponenter fra store og seriøse aktører slik at vi skal være mest mulig sikre på at vi får de komponentene vi bestiller innen rimelig tid. I størst mulig grad har vi prøvd å få alle komponenter som prøveeksemplar direkte fra leverandør. Dessverre var det mange leverandører som ikke ville dele ut mer enn to prøveeksemplarer, som var litt i færreste laget for oss.

Komponentvalget vårt er basert i stor grad på prosjektet til Würbler/Johansen da noen av deres komponenter vil fungere for oss. Mange av komponentene har vi derimot valgt andre versjoner av siden vi ikke har samme mellomfrekvens, og dermed må tilpasse dem til vårt frekvensområde. Vi har der det er mulig bestilt nyere varianter av samme komponent, og i enkelte tilfeller valgt nye komponenter som ikke var tilgjengelig tidligere, eller som vi mener vil fungere bedre.

4. Strømforsyning

Strømforsyningen i mottakeren må kunne regulere batterispenning, til de spenningene som brikkene trenger: 5 V og 3.3 V. Strømtrekket vil være ca 0.4 A fra 5 V-kilden. De brikkene som trenger 3.3 V vil trekke rundt 50 mA. Batterispenningen må være over 6.6 V og kunne tåle et konstant strømtrekk opp mot 0.5 A. Vi planlegger å bruke et 9 volts batteri som leverer tilstrekkelig energi som strømkilde.

4.1. Komponentvalg

4.1.1. L78M05 5 V Spenningsregulator

De fleste komponentene våre trenger 5 V drivspenning, og vil til sammen trekke rundt 400 mA. Denne spenningsregulatoren er valgt på grunn av at den er overflatemonterbar, leverer 0.5 A og har en stabil utspenning. Brikken var også tilgjengelig lokalt på laboratoriet. De gir en spenning mellom 4.8 V DC og 5.2 V DC, dette er nøyaktig nok for samtlige komponenter.



Figur 2: L78M05 spenningsregulator

Spenning inn	7.5 til 35 V DC
Spenning ut	5 V DC
Maks strømtrekk	0.5 A
Nøyaktighet	+/- 4%

4.1.2. MAX604 Variabel spenningsregulator

For 3.3 volts linjene valgte vi denne kretsen fra Maxim. Den er en variabel spenningsregulator, men har en default spenning på 3.3 volt.



Figur 3: MAX604 3.3 volt spenningsregulator

Spenning inn:	2.9 til 11.5 V DC
Spenning ut:	1.25 til 11 V DC (default 3.3 V)
Maks strømtrekk:	0.6 A
Nøyaktighet:	+/- 4.5%

4.1.3. Batteri

Vi hadde tenkt å bestille et batteri som kunne levere mye energi. Etter litt søking på Elfa sine hjemmesider fant vi dette batteriet fra Ultralife som så ut til å passe vårt bruk.



Figur 4: 9 V batteri

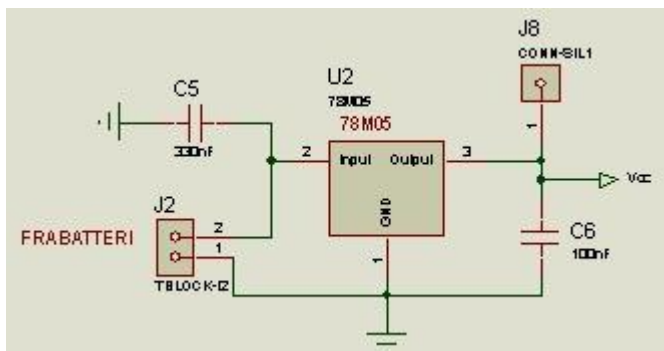
Type:	Litium
Spennings:	9 V
Kapasitet:	1200 mA

Dersom vi har et maksimalt strømtrekk på 400 mA vil dette batteriet ha en levetid på tre timer.

4.2. Implementering

4.2.1. 5 V Spenningsregulator

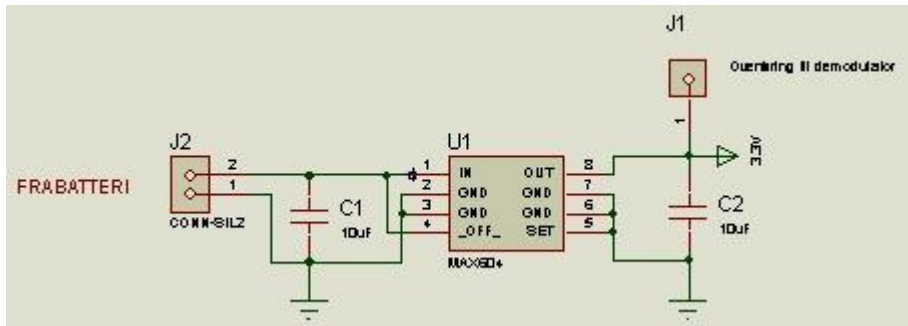
Denne var lett å koble opp etter databladet. C5 skulle egentlig vært 330nF, denne kondensatorverdien hadde vi ikke på elektrolaboratoriet så vi byttet den med 470nF. Vi regner med at dette går bra siden det kun er en avkoblingskondensator for å jevne ut spenningen. Regulatoren skal kobles direkte til batteriet.



Figur 5: Realisering av 5 volts regulator

4.2.2. 3.3 V Spenningsregulator

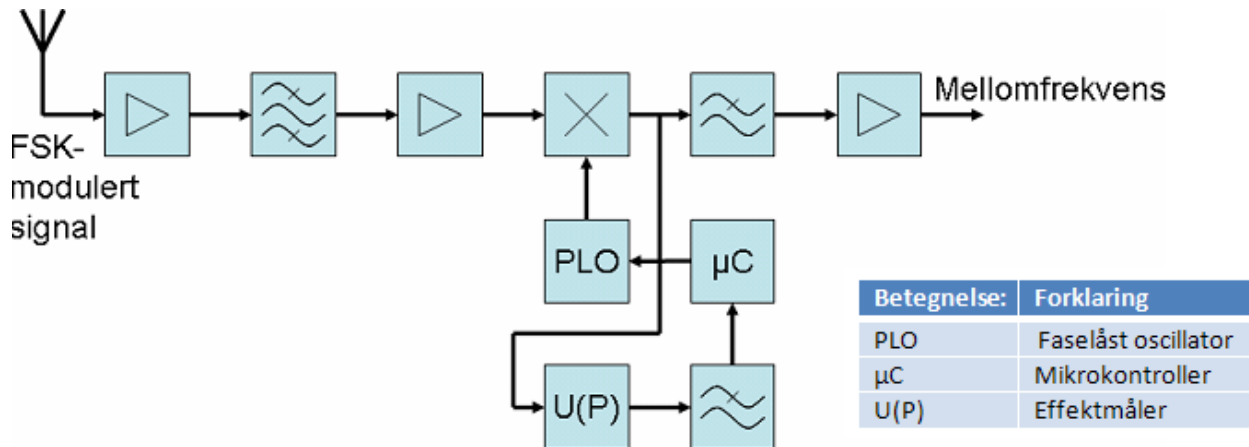
Denne var lett å koble opp etter databladet. Regulatoren skal kobles direkte til batteriet.



Figur 6: Realisering av 3.3 volts regulator

5. Downconverter

Downconverterblokken består av de elementene som trengs for å få signalet filtrert, mikset og forsterket ned fra S-båndet til mellomfrekvens. I tillegg er det her signalstyrken måles og videresendes til mikrokontrolleren for avlesning.



Figur 7: Blokkskjema av downconverter

5.1. Komponentvalg

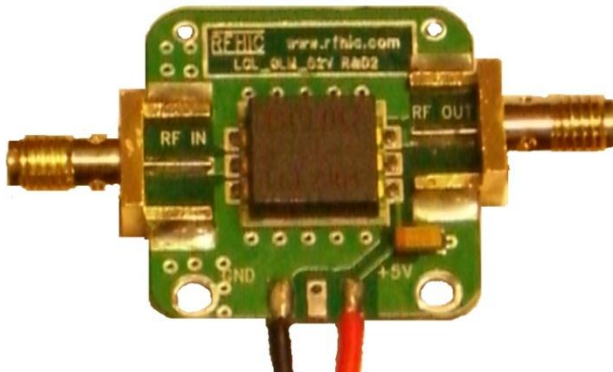
5.1.1. LCL 2304 Low Noise Amplifier

Dette er det første forsterkningstrinnet i mottageren. Det er derfor viktig med god forsterkning og lite støy for å holde den totale støyfaktoren (forholdet mellom S/N forhold inn og ut) til mottageren så nært 1 som mulig. En LNA (Low Noise Amplifier) har ekstra høye krav til at egenstøyen holdes lav, og at IIP3 (Third Order Input Intercept Point) er høy for å unngå interferens med nærliggende frekvenser. Vi valgte en LNA fra det koreanske firmaet RFHIC som så ut til å passe vårt bruksområde. Den har intern impedanstilpasning for 50Ω og en egenstøy på 1.15 dB. Denne kom ferdig montert på et eget kort som kobles til vårt kort med ledninger.



Frekvensområde:	2200 – 2400 MHz
Forsterkning:	31 dB \pm 0.8 dB
1 dB compression point:	20 dB (ref. utgang)
Støyfaktor:	1.15 dB
Drivspenning:	5 V
Strømtrekk:	110 – 150 mA

Figur 8: LCL2304 Low Noise Amplifier



Figur 9: LCL2304 påmontert eget kort

5.1.2. AD 8362 TruPwr™ Detector

For å kunne måle mottatt effekt trengte vi en effektmåler som kan gjøre den mottatte effekten om til en bitstrøm eller et spenningsnivå. Kravene var at den kunne måle effekten på mellomfrekvensen på 170MHz, i tillegg må den kunne måle effekten ved FSK-modulasjon. Et annet krav er at den kan gi ut målinger fra et akseptabelt effektområde, noe som betyr at den bør gi ut logaritmiske verdier, gjerne i dB. Etter en del søk fant vi at AD8362 fra Analog Devices oppfyller de kravene vi hadde.



Figur 10: AD 8362 effektmåler

Frekvensområde:	50Hz – 2700 MHz
Måleområde:	60 dB
1 dB compression point:	20 dB (ref. utgang)
Støyfaktor:	1.15 dB
Drivspenning:	4.5-5.5 V
Strømtrekk:	20-22 mA

5.1.3. ERA-8SM Integrert forsterker

Denne er tenkt som forsterker til mellomfrekvensen før fasedektoren. Vi regnet ut fra området 150 til 190 MHz for å være på den sikre siden. Her gir ERA-8SM en forsterkning på minst 25 dB. Vi vil trenge så kraftig forsterkning for å komme over det laveste sensitivetsnivået på fasedektorens RF-inngang (-10 dBm) for de minste signalene. Vi valgte denne da den er enkel å koble til, har god forsterkning og mer enn god nok båndbredde.



Figur 11: ERA-8SM Monolittisk Forsterker

Gain ved 170 MHz:	Minst 25 dB
Båndbredde:	DC-2 GHz
Impedanstilpasning:	50
Drivspenning:	3.7 V
Maks strøm:	65 mA

5.1.4. LT5500 Integrert forsterker og mikser

Vi valgte denne kretsen fra Linear Technology da den har integrert en LNA med lavt støytall, en dobbeltbalansert mikser og et buffer med balansert inngang for lokaloscillatoren. LNA'en har to innstillinger, og kan styres ved hjelp av en logisk port. Vi tenkte da å kjøre denne kun i "high gain"-mode, siden "low gain" innebar en demping på mer enn 10 dB og et mye høyere støytall. Det gjør forøvrig ingenting om vi får forvrengning i vår løsning, så lenge vi har flanker til å drive fasedetektoren. Kretsen trenger impedanstilpasningsnettverk.



Figur 12: LT5500 Receiver Front End

Frekvensområde:	LNA: 1.8 – 2.7 GHz Mikser: 1.8 – 2.7 GHz (RF) Mikser: 10 – 450 MHz (IF) LO-buffer: 10 MHz – 3.15 GHz
Gain:	LNA: 15.5 dB Mikser: 6.5 dB (Anslag for 2.25 GHz ut fra figurer i datablad!)
Drivspenning:	1.8 – 5.25 V
Strømtrekk:	23 mA

5.1.5. ADF 4360-2 Integrert frekvenssyntetisator og VCO/lokaloscillator

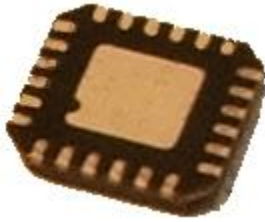
Vi valgte å bruke denne kretsen fra Analog Devices som lokaloscillator for mikseren. Her trengte vi en referanseoscillator som skal kunne dele ned frekvensen til den er lik ønskede kanalavstanden. Lokaloscillatoren må være programmerbar slik at vi kan programmere inn forskjellige deletall ettersom hvilken kanal vi skal bruke. To tall skal programmeres, N og R. N er deletallet som velger hvilken kanal, og R er deletallet som deler ned referansefrekvensen.



Figur 13: ADF 4360-2 Integrert frekvenssyntetisator og VCO/lokaloscillator

Frekvensområde:	1850 MHz – 2170 MHz
Drivspenning:	3.0 – 3.6 V
SPI	Ja

Denne komponenten har en "exposed pad" på undersiden. Denne kontaktflaten må loddes for å sikre ytelsene som er oppgitt. Vi har ikke tilgjengelig utstyr på elektrolaboratoriet for denne typen lodding, så vi blir nødt til å få noen andre til å lodde denne for oss.



Figur 14: Undersiden av ADF 4360-2

5.1.6. Referanseoscillator 10MHz

Her fant vi en 10MHz krystaloscillator fra ELFA, oscillatoren er produsert av C-Mac og har en nøyaktighet på 25ppm som gir en variasjon på ca 250 Hz. Denne feilen påvirker lokaloscillatoren som fører til at mellomfrekvensen får en maksimal feil på 50 kHz, dette er ubetydelig i forhold til at mellomfrekvensen er på 170 MHz.

5.2. Forberedelser

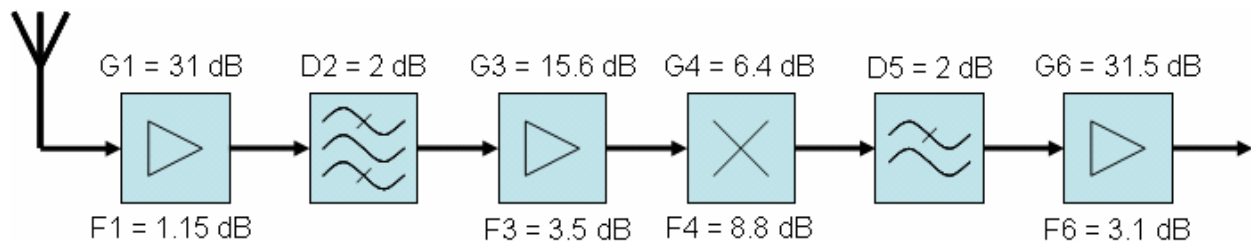
5.2.1. Beregning av støyfaktor

Vi har tatt mesteparten av beregningene i dette avsnittet fra "S-bånd telemetrimottaker" av Johansen/Würgler, 2005.

Støyfaktoren for downconverteren sier omtrentlig hvor mye S/N forholdet forverres gjennom radiomottakeren, og er da et mål på hvor god mottakeren er.

Alle støyfaktorer er tatt fra databladene for de respektive komponentene, og måtte for enkelte av de anslås ut fra figurer. Da det ikke var angitt noen referansestøytemperatur for komponentene, antok vi at det var benyttet romtemperatur for alle, det vil si 293°K. Dette er vanlig praksis.

For filtrene har vi antatt 2 dB dempning og en temperatur på 298°K.



Figur 15: Blokkkjema over downconverter med forsterkninger, dempninger og støyfaktorer

De første trinnene etter antennen er mest kritisk med tanke på støy. Støyen her vil bli forsterket gjennom hele kretsen. Den første forsterkeren har vi derfor lagt mer penger i for å få høy forsterkning og samtidig lavt støytall.

For filtrene måtte vi regne ut støyfaktoren selv. Dette gjøres etter formelen:

$$F = 1 + \frac{(D-1) * T_{\text{Virkelig}}}{T_{\text{Rom}}} = 1 + \frac{(10^{\frac{2dB}{10}} - 1) * 298^{\circ}K}{293^{\circ}K} = 1.59$$

For forsterkerne og mikseren regner vi støyfaktoren bare om fra dB til antall ganger. Støyfaktorene summeres så opp etter Friis formel:

$$F_{\text{receiver}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots$$

$$F_{\text{tot}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{(F_3 - 1) * D_2}{G_1} + \frac{(F_4 - 1) * D_2}{G_1 * G_3} + \frac{(F_5 - 1) * D_2}{G_1 * G_3 * G_4} + \frac{(F_6 - 1) * D_2 * D_5}{G_1 * G_3 * G_4}$$

Vi ender da opp med en støyfaktor på 1.31, dvs. 1.17 dB, som er omtrent det samme som støyfaktoren i den første forsterkeren. Ved å bruke en LNA som første ledd i mottakeren får vi altså redusert støyfaktoren over hele mottakeren.

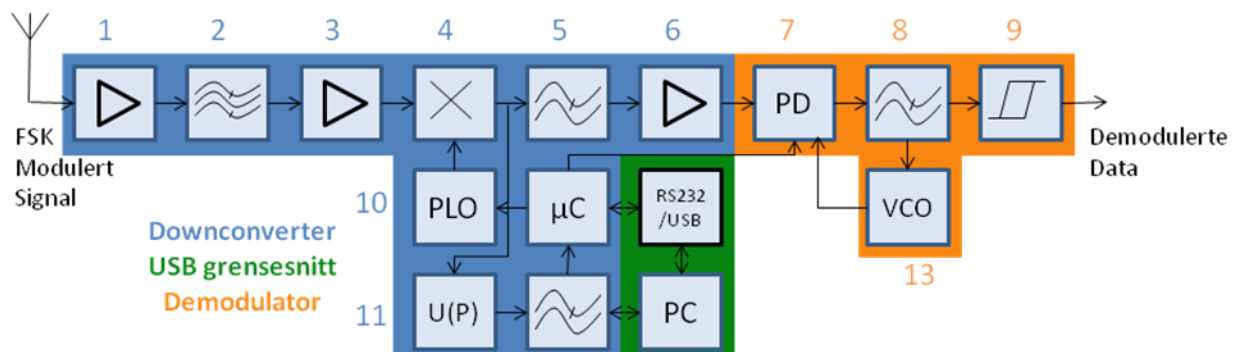
Dersom vi ønsker å regne ut virkelig støyfaktor, dvs. for frekvensområdet mottakeren er tenkt for, må vi vite antenntemperaturen. Erfaringsmessig vil denne ligge på rundt 20°K.

$$F_R = 1 + \frac{(F_{\text{tot}} - 1) * 293^{\circ}K}{20^{\circ}K} = 5.54 \Rightarrow 7.4dB$$

Vi kan altså regne med at S/N forholdet forverres med rundt 7.4 dB i forhold til det som kommer inn på antennen.

5.2.2. Maksimalnivåer og komponentbeskyttelse

Det kan være mulig for noen av komponentene å "ta livet av" etterfølgende komponenter, vi måtte derfor kartlegge dette.



Figur 16: Blokkdiagram av mottaker

Nummer	Navn	Beskrivelse	Maksimalt inn (skade)	Gain	1dB compression point (maks ut)
1	LCL2304	LNA	25dBm	31dB	20dBm ($P_{1dB}Ut$)
3	LT5500	LNA	5dBm	18.5dB	0.6dBm ($P_{1dB}Inn+G$)
4	LT5500	Mikser	10dBm	6.4dB	-4.6dBm ($P_{1dB}Inn+G$)
6	ERA-8SM	Forsterker	13dBm	31.5dB	12.5dBm ($P_{1dB}Ut$)
7	ADF4002	PLL	24.5dBm	n/a	n/a (Not Available)
11	AD8362	Effektmåler	13dBm	n/a	n/a

Tabell 2: Maksimalverdier for skade

Vi ser at spenningen ut fra den første LNA'en er så høy at den vil kunne ødelegge LNA'en i mikseren siden den bare tåler 5dBm. For de øvrige komponentene er det ingen problemer. Eneste beskyttelsen som er nødvendig er da å begrense spenningen etter den første forsterkeren.

Maksimal effekt finnes ved:

$$10 \cdot \log \frac{P_{LNA}}{P_{REF}} \leq 5dBm$$

$$P = \frac{10^{\frac{5}{10}}}{1000} = 3.16 \cdot 10^{-3}W$$

$$P = \frac{U_{eff}^2}{R}$$

Spenningen inn på LNA'en til mikseren må da være mindre enn:

$$U_{eff} = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{3.16 \cdot 10^{-3}W \cdot 50\Omega} = 0.397V$$

$$\tilde{U} = \sqrt{2} \cdot 0.397 = 0.562V$$

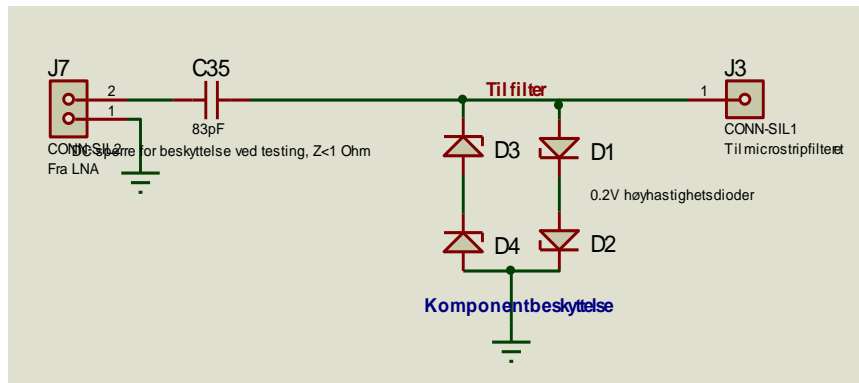
Spenningen inn på LNA'en må derfor være mindre enn dette.

Vi har 0.2V (Schottky) høyhastighetsdioder, BAT 74, tilgjengelig på elektrolaboratoriet som vi kan bruke som beskyttelse ved å avkoble til jord.

Ved å bruke to dioder får vi en maksimal spenning på 0.4V, i dBm blir dette:

$$P = \frac{\left(\frac{0.4V}{\sqrt{2}}\right)^2}{50\Omega} = 1.6 \cdot 10^{-3}W$$

$$10 \cdot \log(10 \cdot 1.6 \cdot 10^{-3}W \cdot 1000) = 2dBm$$



Figur 17: Komponentbeskyttelse med dioder

Fra dette ser vi at LNA får inn maksimalt 2dBm etter beskyttelsen og vi ligger godt innenfor maksimalgrensen.

5.3. Implementering av krets

I downconverteren anbefaler vi utstrakt bruk av jordplan for å hindre at signaler kobles mellom ledningsbaner. I tillegg bør det være jordplan og via-hull til disse rett under de komponentene hvor det er mulig. Via-hull bør også plasseres så nærme jord-pinner som mulig. Dette er for å sikre god retur-vei for signalene, noe som er et absolutt nødvendig for høyfrekvente signaler.

Vi må sørge for at signalbanene og jordplanet ikke er for nærme hverandre. Dette fordi vi har en kapasitet mellom ledningsbanene som vil gi kobling for de høye frekvensene våre. Derimot kan en slik kobling mellom spenningsforsyningen og jordplanet være positiv siden det vil virke som en avkoblingskondensator. Vi kan derfor gjerne ha spenningsforsyning og jordplan tett inntil hverandre.

Avstanden mellom jordplan og signalveier bør være 2-3 ganger bredden på signalbanen.

5.3.1. MCM (Multi-Chip Module) Low Noise Amplifier

Low Noise Amplifieren er det første trinnet i mottakeren etter antennen. Denne fikk vi ferdigmontert på et eget kort, så vi trenger bare å koble den til downconverteren via en konnektor.

Utgangssignalet går videre forbi beskyttelsesdioder, gjennom mikrostripfilteret og deretter inn til den integrerte forsterkeren i mikseren vår.

5.3.2. Mikrostripfilter

Etter den første forsterkeren kan det være en fordel å filtrere bort frekvenser utenfor området vi ønsker for å unngå speilfrekvenser som kan komme av frekvenser utenfor S-båndet. En mulighet for speilfrekvens finnes i frekvensområdet 1860 – 1960 MHz. Dette vil vi gjøre med et båndpassfilter i

mikrostriputførelse som enkelt kan beregnes i Elnikk, et Matlab-program laget av Arne Wold.

Grensefrekvensene bør velges til 2.2 og 2.3 GHz.

Utseendet på filteret blir bestemt av mange variabler, blant annet: Dielektrisitetskonstant, tykkelse på kort og kobber, filterets orden og responstype.

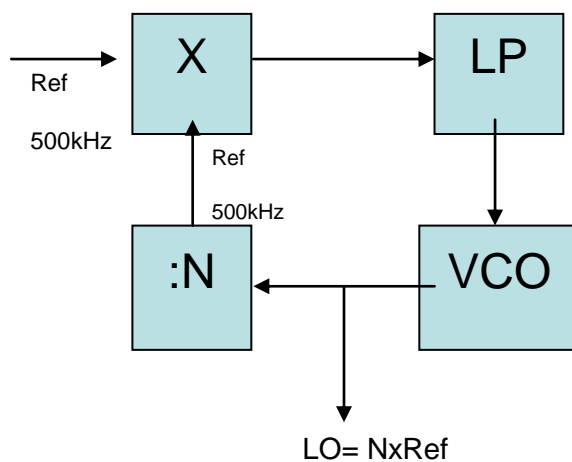
5.3.3. Integrert frekvenssyntetisator og VCO. (Lokaloscillator)

Denne koblingen skulle vi bruke for å generere LO frekvensen til mikseren. LO frekvensen skal sørge for at vi får samme mellomfrekvens uansett hvilken kanal vi mottar signal på.

Siden vi har en mottatt frekvens 2200-2300 MHz, og vi skal ha en mellomfrekvens på 170 MHz, må vår LO generere frekvenser mellom 2030 MHz og 2130 MHz. (Mikseren lager sum og differanse av RF og LO frekvensene.) Det er disse frekvensene vi valgte komponenten etter.

Kanalene våre kommer med en avstand på 500 kHz, så det er plass til 200 kanaler. Siden signalet har en båndbredde på 15 MHz, betyr dette at signalet brer seg utover flere kanaler samtidig. LO frekvensen må kunne variere med kanalavstanden på 500 kHz.

En LO utnytter PLL prinsippet, og blokkskjema er som følger:



Figur 18: Lokaloscillator

Ved å velge Ref=500kHz, og den programmerbare verdien N til verdier mellom 4060-4260, oppnår vi de ønskede LO frekvensene som passer til kanalavstanden.

Siden vår referanseoscillator har en frekvens på 10MHz, må deletallet R konstant være lik 20.

Vi ønsket en differensiell utgang (balansert) siden mikseren krevde et differensielt LO signal.

Vi har da bare fulgt databladet når det gjelder impedanstilpasning. I tillegg har vi lagt inn mange avkoblinger. I likhet med alle de andre RF-komponentene, er det svært viktig med god jording.

Loopfilter

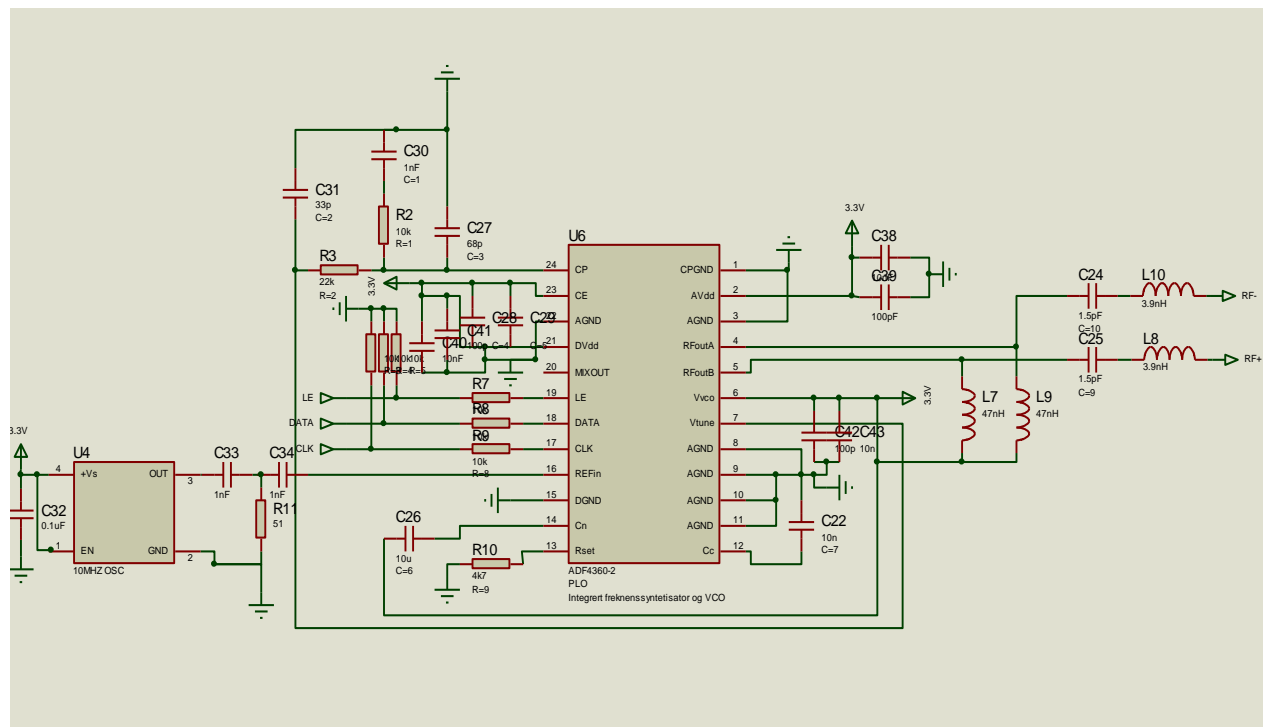
LP filteret i kretsen er til for å fjerne summen av frekvensene mikseren lager, slik at vi bare står igjen med differansen. LP-filteret måtte vi finne selv og brukte et program fra Analog Devices, ADIsimPLL, for å beregne dette. Ved hjelp av dette programmet fant vi et 2. ordens filter med 50 kHz båndbredde, da 1/10 av kanalavstanden var anbefalt.

SPI-grensesnitt

Lokaloscillatoren skal programmeres fra mikrokontrolleren. Mikrokontrolleren har SPI grensesnitt, mens LO'en har 1.8 V logikk. Vi må derfor dele ned spenningene på de tre datalinjene. De logiske inngangene tåler 3.6 V, så vi kan derfor nøye oss med å dele spenningen i to.

Grensesnittet mellom lokaloscillatoren og mikrokontrolleren består av tre linjer: En klokkelinje, en datalinje, og en enablelinje. Vi bruker samme datalinje og klokkelinje til både programmering av lokaloscillatoren og programmeringen av fasedetektoren i demodulatoren. Dette kan vi gjøre pga enablelinja. Når man skal programmere lokaloscillatoren, skal man først legge enablelinjen lav, deretter legges data ut på datalinjen i takt med klokken på klokke-linjen. Når alle data er overført, legges enableinngangen høy igjen, og enheten laster inn de overførte dataene. Vi kan derfor styre hvilken enhet dataen skal lastes inn i.

Alle datalinjene må ha en overføring til demodulatorkortet, siden det er der mikrokontrolleren er.



Figur 19: Oppkobling av lokaloscillator

5.3.4. Mikser

Denne kretsen koblet vi opp som forklart i databladet. Vi ønsket et ubalansert (single ended) mellomfrekvenssignal, og måtte derfor gjøre om signalet fra differensielt på if+ og if- utgangene, til singel ended. For å få til dette benyttet en tilpassning beskrevet i databladet. Denne var beskrevet med verdier

for 280MHz, så vi måtte regne den om. Vi regnet altså verdiene slik at induktansen og kapasitansene fortsatt var de samme, bare for 170MHz.

L1,L2: Ved å regne på verdiene i databladene, fant vi ut at $X_L = 47,5\Omega$. Dette fører dermed til at:

$$2\pi fL = 47,5\Omega$$

$$L = \frac{47,5}{2\pi \times 170 \times 10^6} = 44,5nH$$

Siden mellomfrekvensen vår varierer mellom 170MHz og 185MHz bør vi velge $L=44.5nH$, eller litt mindre.

VC1: Vi fant ved beregninger ut at $X_c = 172,2\Omega$. Dette fører dermed til at

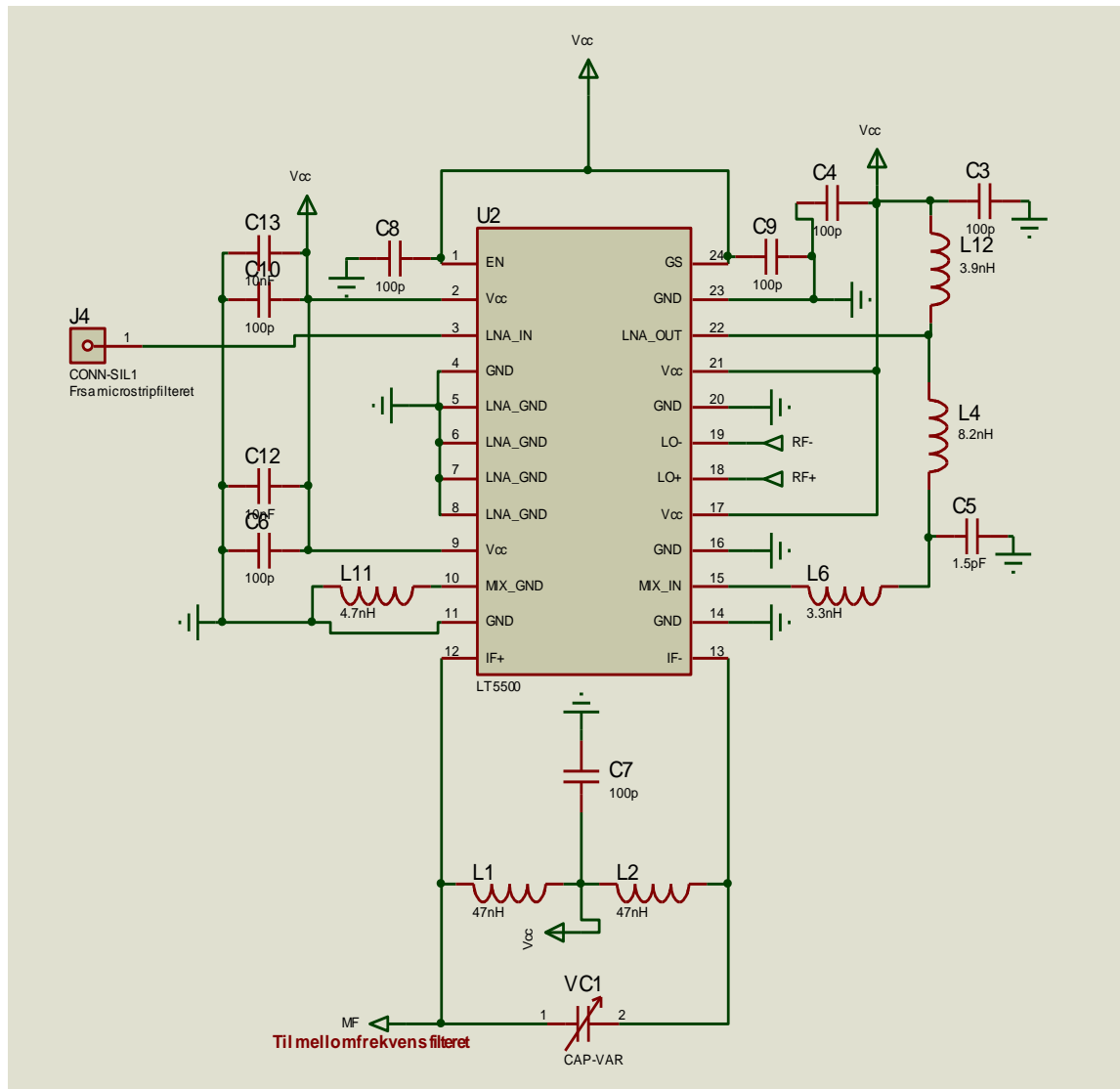
$$\frac{1}{2\pi fC} = 172,2\Omega \rightarrow C = \frac{1}{172,2 \times 2\pi \times 170 \times 10^6} = 5,43pF$$

For å gardere oss, valgte vi å bruke en variabel kondensator her, som varierer rundt 5pF.

C15: (Vist på Figur 21) skal etter databladet ha en verdi

$$X_c = 258,36\Omega \rightarrow C = \frac{1}{2\pi \times 258,36 \times 170 \times 10^6} = 3,62pF, \text{ vi velger standardverdien } 3.9pF.$$

Vi har lagt inn en del avkoblinger som ikke var vist i databladet, for å beskytte oss mot støy.



Figur 20: Oppkobling av mikser

5.3.5. Filtrering og forsterkning av mellomfrekvens

Denne komponenten ble koblet opp etter databladet. Motstanden R1 måtte vi regne ut i forhold til vår drivspenning. Det var vist et eksempel i databladet der drivspenningen var 7V, motstanden var 88.7 Ω , og det skal være 3,7V på utgang 3. Dette betyr altså at strømmen skal være:

$$I = \frac{7 - 3.7}{88.7} = 0,037 A$$

For vår drivspenning skal motstanden dermed være:

$$R = \frac{5 - 3.7}{0,037} = 35\Omega$$

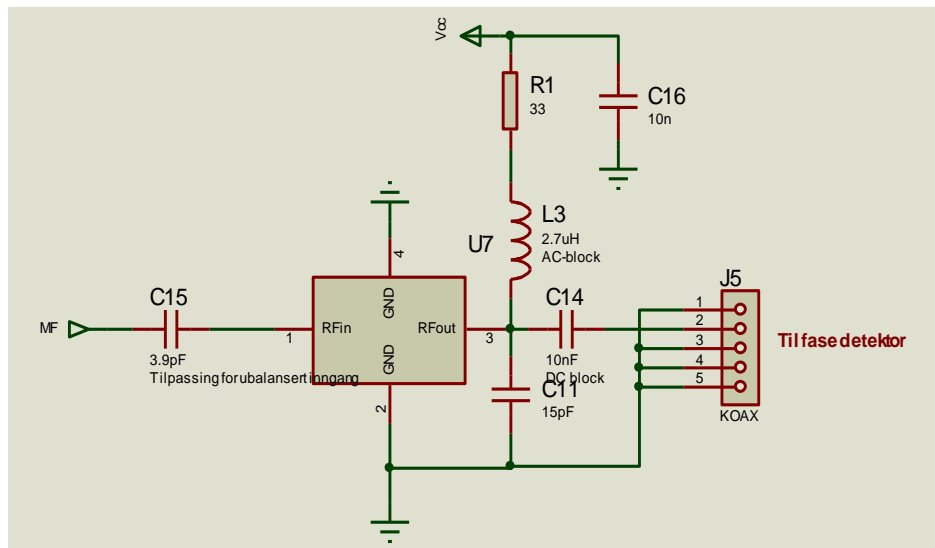
og vi velger den nærmeste standardverdien 33 Ω .

L3 er en AC-block som vi måtte regne ut selv. Denne burde ha en verdi på minst 10 ganger impedansen fremover. Siden denne er 50 Ω , burde dermed $X_L \geq 500\Omega$ ved vår mellomfrekvens. Vi valgte verdien 2.7nH, som gir en impedans på:

$$2\pi fL = 2\pi \cdot 170 \times 10^6 \cdot 2.7 \times 10^{-6} = 2884\Omega$$

I en downconverter trengs det alltid et mellomfrekvensfilter for å fjerne de uønskede frekvenskomponentene som en mikser lager. Filteret skal fjerne summen av RF og LO frekvensene, å beholde differansen. Vi fant ut at det sannsynligvis var nok med tilpassningsleddet fra differensielt til singleended på utgangen av mikseren som allerede var tilpasset til mellomfrekvensen vår. Vi lagde allikevel plass til en kondensator C11 som sammen med forsterkeren ville virke som et 1.ordens filter med knekkfrekvens på 212MHz.

$$F_c = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 15 \cdot 10^{-12}} = 212.2\text{MHz}$$



Figur 21: Oppkobling av mellomfrekvens-forsterker

5.3.6. Mikrokontroller

SPI-grensesnitt

Lokaloscillator og fasedetektor er begge tilkoblet de samme pinnene for utlesning og

utklokking av data, men forskjellige pinner for aktivering. Med samme aktiveringspinne ville vi lastet de samme data inn i begge IC'ene, og ikke fått dem til å fungere som ønsket.

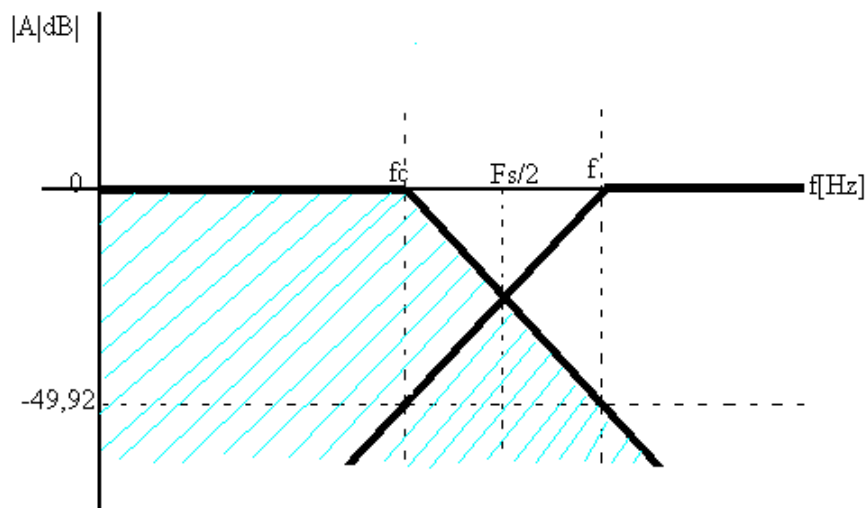
Antialiasingfilter

Vi har brukt en ADC-inngang, som vi trenger til nivåmålingen. Vi trenger altså et antialiasing filter. Siden vi regner med at det ikke vil være så raske forandringer i effektnivået, trenger ikke sampelfrekvensen i ADC'en være så stor. Vi valgte derfor den minste som gikk, nemlig 7812Hz. Vi velger 8 bits oppløsning og får derfor et signal-støyforhold på:

$$(6.02 \times 8 + 1.76) \text{dB} = 49,92 \text{dB}.$$

Vi ønsker at filteret ikke skal ha mer aliasingstøy enn kvantiseringsstøyen ved knekkfrekvensen. Vi må derfor finne en knekkfrekvens som gjør dette mulig. Vi velger et 1. ordens butterworth filter som har amplituderresponsen:

$$|A|_{\text{dB}} = 20 \log \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}} \right)$$



Figur 22: Aliasingfeil

Siden vi går ut i fra sampelfrekvensen og forsterkningen, må vi gjøre om formelen litt.

Siden $f = F_s - f_c$:

$$|A|_{dB} = 20 \log \left(\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{F_s - f_c}{f_c} \right)^2}} \right) = -49,92 dB$$

$$\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{7812 - f_c}{f_c} \right)^2}} = 10^{\frac{-49,92}{20}}$$

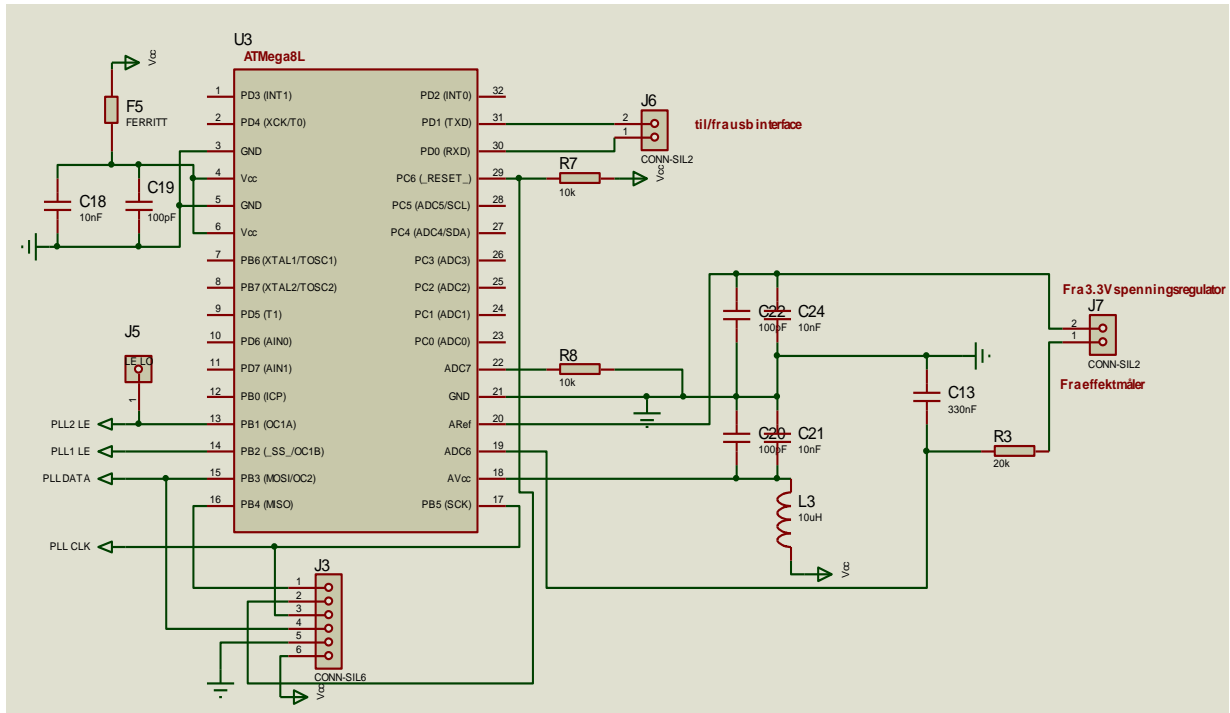
$$\frac{1}{1 + \left(\frac{7812 - f_c}{f_c} \right)^2} = 1,018 \times 10^{-5}$$

$$\frac{7812 - f_c}{f_c} = 316,22$$

$$\underline{f_c = 24,6 Hz}$$

Vi lager et enkelt 1. ordens filter bestående av motstanden R3 og kondensatoren C13. Vi har en kondensator på 330nF på elektrolaboratoriet, som gir en knekk på:

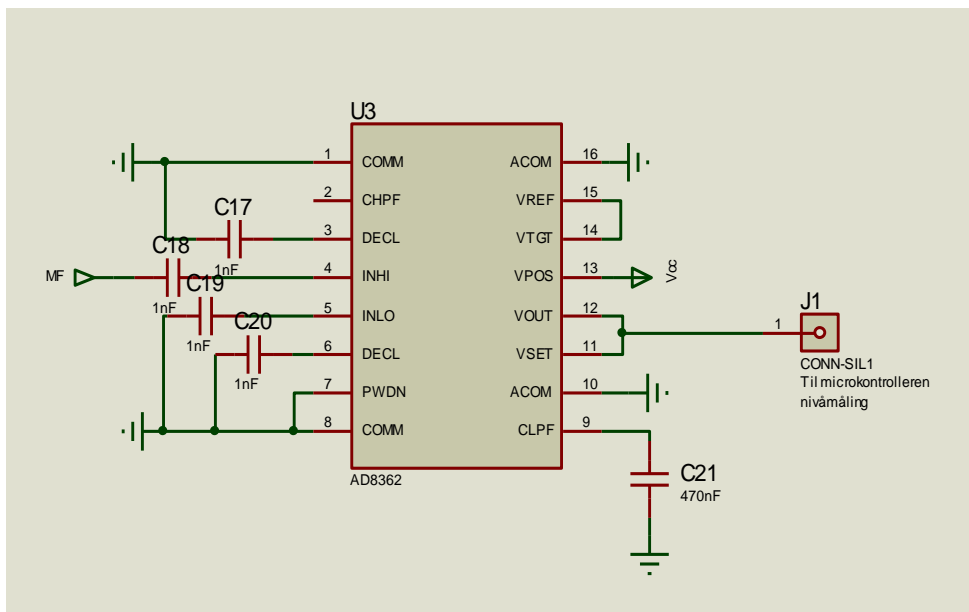
$$\frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 20000 \times 330 \times 10^{-9}} = \underline{24,11 Hz}$$



Figur 23: Realisering av mikrocontroller

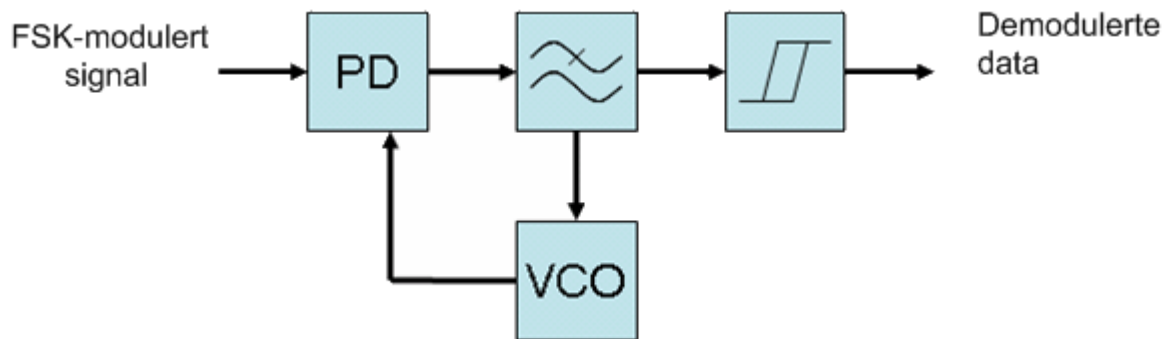
5.3.7. Effektmåler

Effektmåleren kunne kobles opp enkelt, akkurat som vist i databladet. Her måtte vi ha en overføring, siden mikrocontrolleren sitter på kortet med demodulatoren.



Figur 24: Realisering av effektmåler

6. Demodulator



Figur 25: Blokk-skjema av demodulator

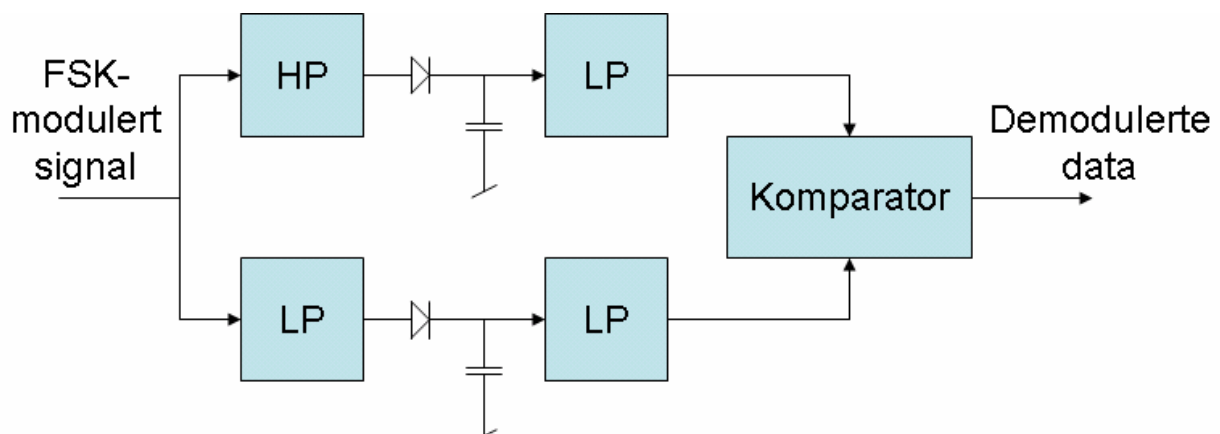
6.1. Valg av løsning

Det er flere forskjellige måter å demodulere et FSK-signal på. Vi tar her en kort gjennomgang av disse før vi viser hvilken løsning vi har valgt.

- 6.1.1. Filter-metoden
- 6.1.2. Kvadratur-metoden
- 6.1.3. PLL-metoden

6.1.1. Filter-metoden

Filter-metoden går ut på at en filtrerer symbolsfrekvensene hver for seg, likeretter disse signalene, og deretter kjører de inn på en komparator for å avgjøre hvilken av de som har størst nivå. Filtrene kan enten være båndpassfiltre, eller et høy- og et lavpass filter dersom det er snakk om binær FSK (dvs. bare to symbolsfrekvenser). I sistnevnte tilfelle kan begge filtrene gjerne ha senterfrekvens som knekkfrekvens.



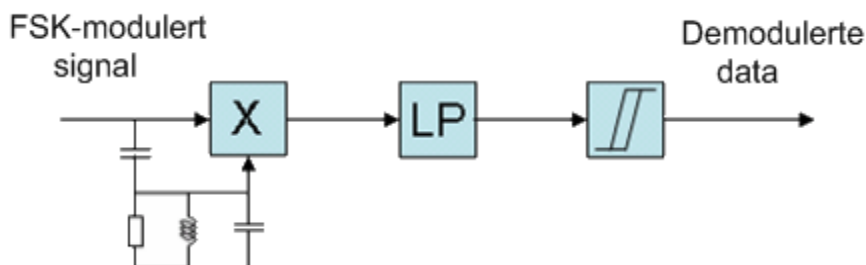
Figur 26: FSK-demodulasjon ved bruk av filtermetoden

6.1.2. Kvadratur-metoden

Kvadratur-metoden er benyttet i et tidligere prosjekt. Den går ut på at man mikser to signaler med samme frekvens, men med forskjellige faser. En tar utgangspunkt i ett enkelt signal, som vha. en kondensator deles opp i to signaler; ett "riktig" fasevendt, og et 90° fasevendt. Et av signalene kjøres rett inn på en mikser, mens det andre kjøres gjennom et parallellkoblet LC-ledd, før det også kjøres inn på mikseren. Poenget er at dette signalet vil fasevendes forskjellig ettersom hvor langt unna resonansfrekvensen signalet er, og om det har høyere eller lavere frekvens enn denne. Matematisk beskrevet blir det resulterende signal:

$$U_{UT} = U_0 \cdot \sin(\omega t) \cdot \cos(\omega t + \varphi)$$

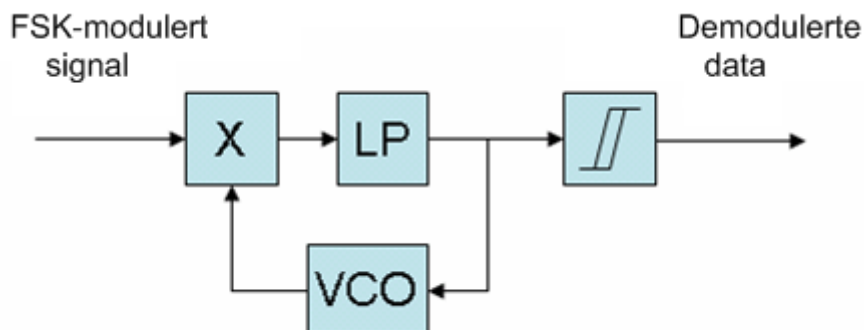
Avhengig av faseforskyvningen vil altså utgangssignalet få en gjennomsnittsverdi som avviker fra null, og ut fra polariteten kan man avgjøre om det er en 0 eller 1 som overføres. Det er viktig å ha mange nok perioder for å få en god midling av signalet.



Figur 27: FSK-demodulasjon ved bruk av kvadraturmetoden

6.1.3. PLL-metoden

PLL(Phase Locked Loop)-metoden går ut på at man får en faselåst sløyfe til å følge FSK-signalet i frekvens. En kan deretter lese ut data fra tuningspenningen til den spenningsstyrte oscillatoren i sløyfen.



Figur 28: FSK-demodulasjon ved bruk av PLL

6.1.4. Valgt løsning

Vi valgte PLL-metoden da den er litt mer fleksibel når det gjelder skifte av frekvenser og bitrater, samt at den tillater demodulasjon av svakere signaler. Demodulatoren vår må klare Minimum FSK (heretter kalt MSK) og Sunders FSK, som for 15 Mbps tilsvarer 7.5 MHz og 15 MHz frekvensdeviasjon.

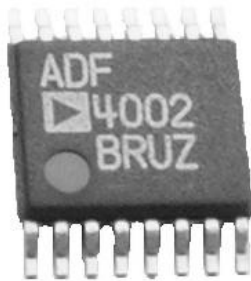
Vi bør ha en mellomfrekvens som er stor nok i forhold til frekvensdeviasjonen slik at PLL sløyfen forholdsmessig ikke må hoppe så langt mellom frekvensene. Dette for å sørge for at sløyfen skal klare å låse til frekvensene raskt nok. Ved 15MHz deviasjon bør vi derfor ha en mellomfrekvens på 150MHz eller mer, som tilsvarer et forhold på minst 10 ganger. Vi valgte 170MHz fordi det passet best med vårt valg av VCO i demodulatoren

6.2. Komponentvalg

6.2.1. ADF 4002 Phase Detector / PLL Frequency Synthesizer

Frekvensdeling er ikke ønskelig da vi med vår mellomfrekvens ville fått veldig få perioder per bit. Fasedetektoren må få tid nok til å detektere signalet.

Inngangsfrekvensene til ADF4002 kan gå opp til 200 MHz som er perfekt for vår mellomfrekvens på 170 MHz. Siden vi bruker IC'en som fasedetektor må også inngangsfrekvensen fra VCO (inn på RFinA) være i det samme området. Denne komponenten takler frekvenser mellom 5 og 400 MHz, så det går bra. Siden sensitiviteten på RfinA er $-10\text{dB}=0.1V_A$ må vi sørge for at VCO'en gir ut spenninger over dette. Sensitiviteten på Ref inngangene der vi skal koble til mellomfrekvensene er $0.8V_{p-p}$.



Figur 29: ADF 4002 Fasedetektor

Frekvensområde:	RF input: 5 – 400 MHz Ref. input: 20 – 300 MHz Fasedetektor: 200 MHz maks.
Sensivitet:	RF input $-10 - 0\text{dBm}$ Ref. Input $0.8 - V_{DD}$
Drivspenning:	2.7-5.5 V
Maks strømtrekk:	6 mA

6.2.2. MAX2607 Integrated IF VCOs with Differential Output, 150-300MHz

Dette er en integrert oscillator med et differensielt utgangstrinn. Oscillatoren er basert på Colpitts prinsipp, med et utgangsbuffer for å forhindre at lasten påvirker oscillasjonsfrekvensen nevneverdig.

Etter datablad ser vi at vi ved hjelp av eksterne spoler kan stille inn hvilken frekvens vi vil ha på de foreskjellige tuningsspenningene, dette gjør at vi kan legge oss godt over sensitivitetsnivået til fasedetektoren. Frekvensområdet til denne passer også godt til mellomfrekvensen vi har valgt.



Frekvensområde:	150 – 300 MHz
Signalnivå:	-8 dBm (differensielt) -10 dBm (single-ended)
Tuningområde:	0 – 5 V
Drivspenning:	2.7 – 5.5 V
Maks strømtrekk:	3.2 mA

Figur 30: MAX2607 Integrert VCO

6.2.3. ATmega88 Mikrokontroller

Denne mikrokontrolleren ble brukt av Johansen/Wurgler i 2005 og en eldre utgave, Atmega8L, ble brukt av tidligere prosjekter så vi valgte da denne fordi det er en en løsning vi føler oss trygg på fungerer og som har alt vi trenger.

Den har støtte for SPI (Serial Peripheral Interface), seriell USART (Universal Synchronous/Asynchronous Receiver & Transmitter) og innebygd ADC (Analog-Digital Converter). SPI trengs for å programmere lokaloscillatoren i mottaksdelen og fasedetektoren i demodulatoren, samt at mikrokontrolleren selv programmeres via dette grensesnittet. USART trengs for kommunikasjon med PC, dvs. via USB-chipen vi har valgt. ADC er nødvendig for nivåmålinger. I tillegg har den flashminne, slik at den kan huske siste innstilling.

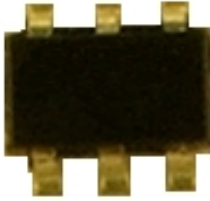


Klokkefrekvens:	0 – 20 MHz (Intern 8 MHz oscillator, delt ned til 1 MHz er standardoppsett)
I/O porter:	23 programmerbare linjer, hvorav 8 kan fungere som ADC-innganger
Grensesnitt:	SPI, USART
Drivspenning:	2.7-5.5 V
Strømtrekk:	< 1 mA

Figur 31: Atmega88 mikrokontroller

6.2.4. LT1719 høyhastighetskomparator

Vi trenger en komparator for å gjøre om tuningspenningen ut fra fasedetektoren til gjenkjennelige logiske nivåer. Denne komparatoren gir rail-to-rail ut (dvs. fra 0 V og helt opp til 5 V) og kan enkelt drive et TTL-inngangstrinn, samt er mer enn rask nok for vår bruk.



Drivspenning :	5 V DC
Maks strømtrekk:	+/- 10 mA
Maks frekvens:	70 MHz
Output Rise time 10 – 90 %:	2.5 ns
Output Fall time 90 – 10 %:	2.2 ns

Figur 32: LT1719 høyhastighetskomparator

6.3. Implementering

6.3.1. Fasedetektor

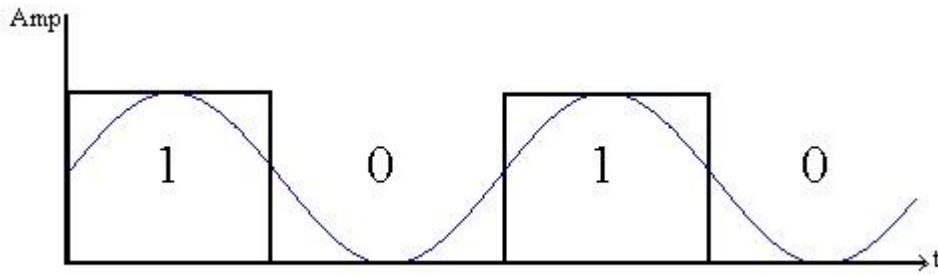
Fasedetektoren er første del i den faselåste sløyfa. Den har til oppgave å sammenlikne mellomfrekvenssignalet med frekvensen til VCO'en, og ut i fra dette stille opp eller ned tuningsspenningen til VCO'en til frekvensene er blitt like. Er frekvensen fra VCO'en for liten stilles tuningsspenningen opp og i motsatt tilfelle stilles den ned. Vi kan derfor lese av dataene ut fra nivået på tuningsspenningen. For å gjøre om dette til TTL nivå, bruker vi komparatoren.

En fasedetektor fungerer som en mikser, og lager sum og differanse av signalene den får inn. Vi må derfor også her ha et loop- filter for midling av faseforskjell/tuningspenning, med andre ord fjerne de høye frekvensene som mikseren lager av summen.

Vi bruker også her programmet ADIsimPLL for beregning av filteret. Siden vi skal ha en datarate på 15Mbps, skal tuningspenningen forandre seg like raskt. Dette gir en 1.harmonisk på 7,5MHz (forklaring forsøkt vist i Figur 33), som er nok for at vi kan lese av dataene. Vi velger derfor å lage et 1. ordens filter med en knekkfrekvens på 7,5MHz.

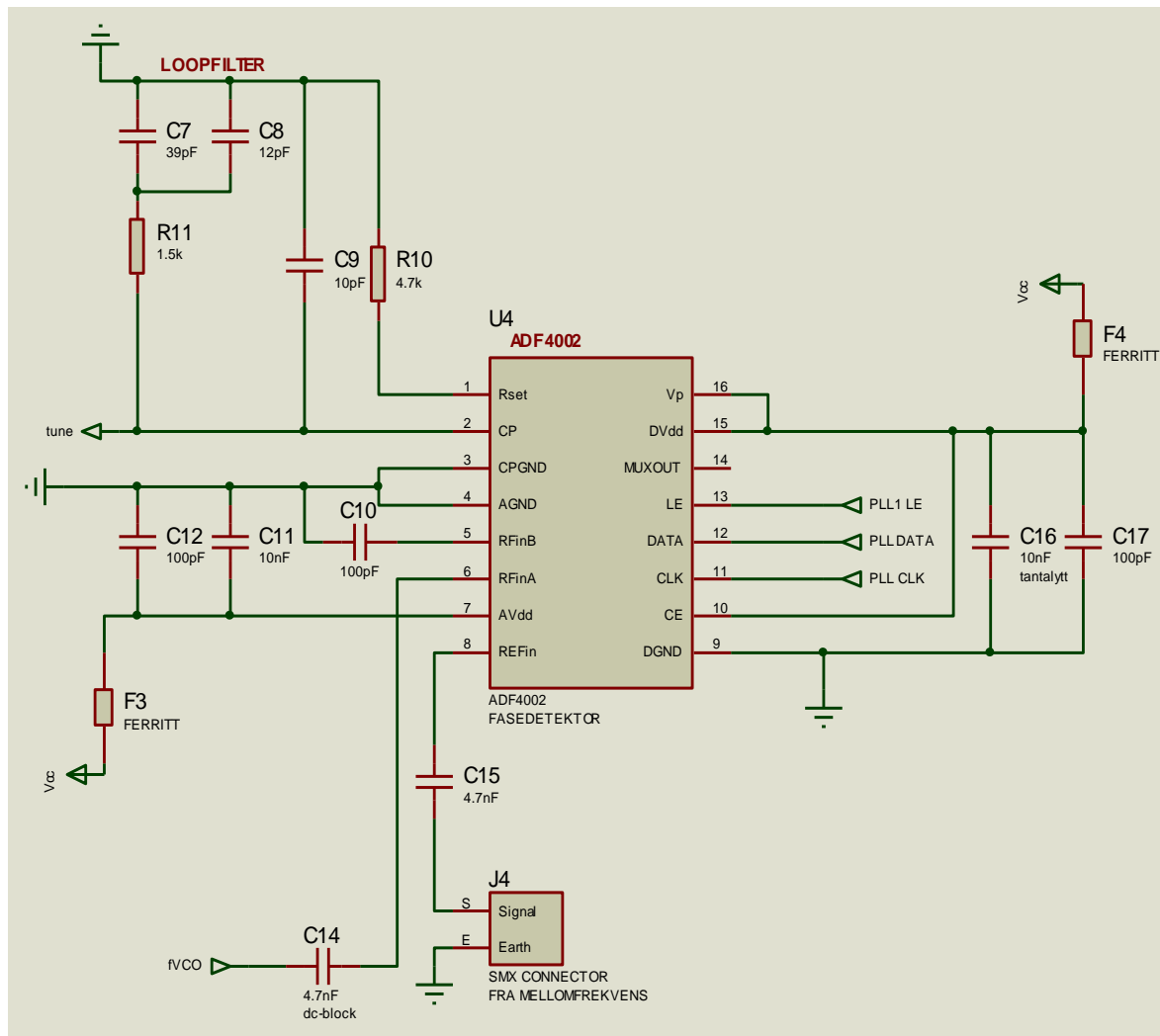
Andre parametere som trengs for beregning av filteret er tuningfølsomheten til VCO som er 6.7MHz/V, og strømmen på "Charge pump" utgangen som er maksimalt 5mA. "Charge pump" er en funksjon for å øke eller minske en spenning slik at man for eksempel kan øke tuningspenningen til mer enn 3 volt i et 3 volt system.

Vi kunne koble opp fasedetektoren akkurat som vist i databladet. Programmeringspinnene er forøverig koblet til de samme pinnene på mikrokontrolleren som lokaloscillatoren. Det eneste unntaket er LE siden denne styrer hvilken av de to enhetene som skal programmeres.



Figur 33: Førsteharmonisk av datasignalet

Som vi ser av Figur 33 har den førsteharmoniske til datasignalet bare halve hastigheten i forhold datasignalet.

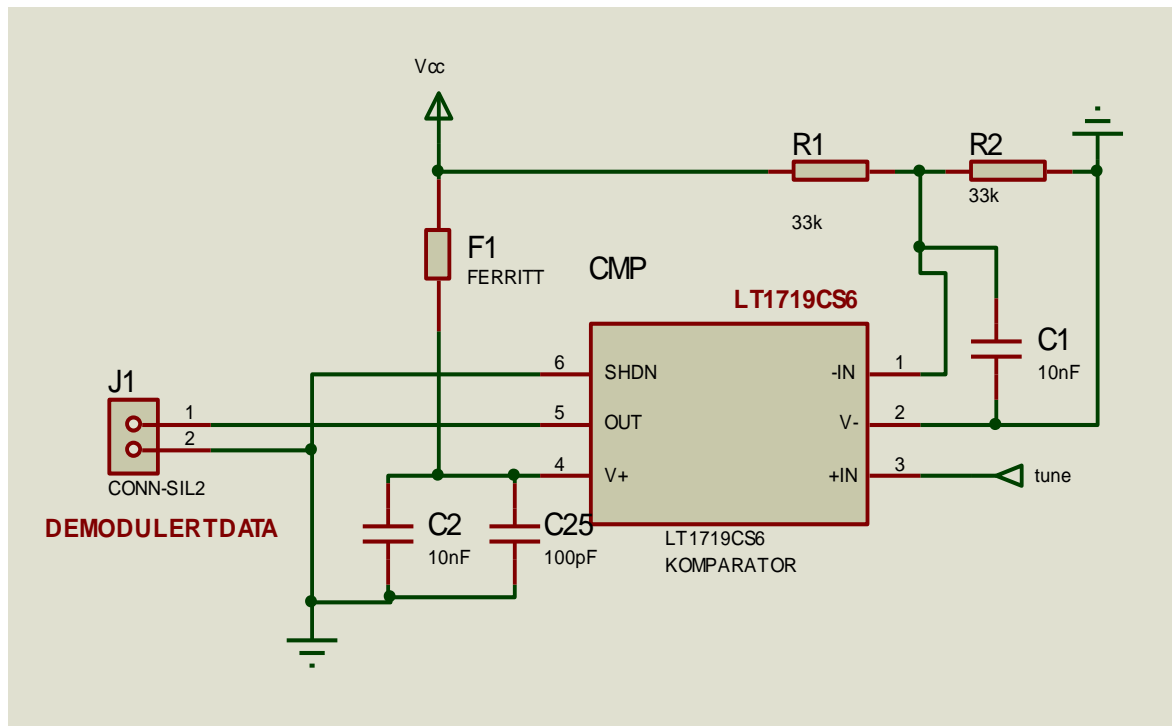


Figur 34: Realisering av fase-detektor

6.3.2. Komparator

Komparatoren skal omgjøre tuningspenningen til TTL-verdier, 0V og 5V. Spenningen på inngang IN angir overslagsområdet. Her var det vanskelig å vite på forhånd hvor vi best skulle legge denne, så vi valgte for enkelthetskyld bare å dele 5V i to. Vi får heller ved uttesting bestemme hvor overslagsområdet er mest hensiktsmessig.

Det demodulerte signalet kan tas ut i konnektoren J1.

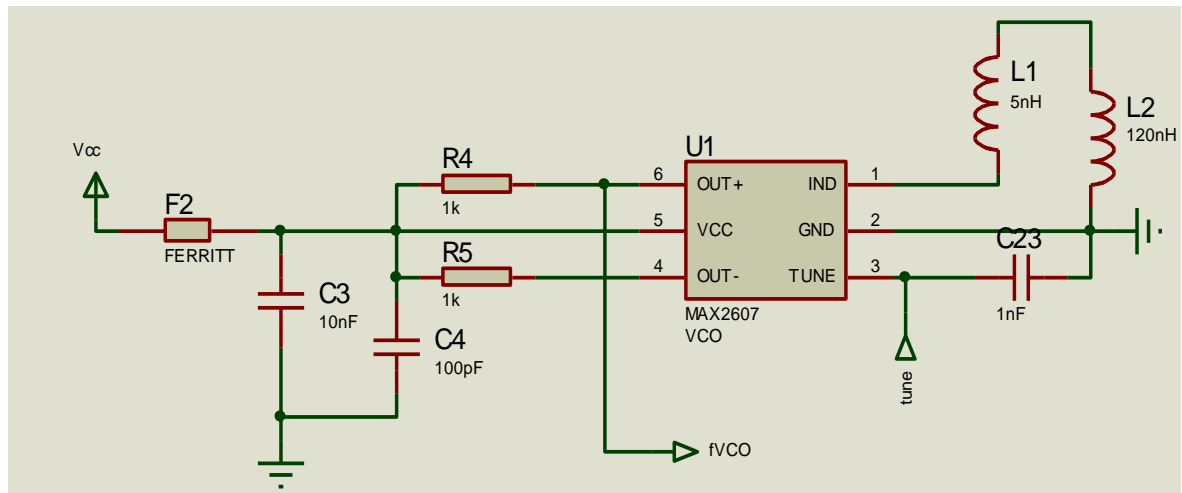


Figur 35: Realisering av komparator

6.3.3. Spenningsstyrt oscillator VCO

Denne kunne vi koble direkte ut fra databladet. Verdiene på L1 og L2 skulle vi velge ut i fra hvilket frekvensområdet vi skulle ha, altså 170MHz.

Det stod også i databladet at vi må prøve oss frem til disse verdiene pga induktans i banene osv.



Figur 36: Realisering av VCO

7. USB-grensesnitt

Vi har et krav om at mottakeren skal kunne kobles til pc med en USB kontakt. Det eneste som skal gå via USB, er programmering av mottaksfrekvens og nivåmålinger, ikke demodulerte data.

7.1. Komponentvalg

7.1.1. FT 232BL Single Chip USB ↔ Asynchronous Serial Data Transfer

FTDI (Future Technology Devices International Ltd.) er, ifølge deres hjemmeside, spesialister i å konvertere gamle perifere enheter til USB. De tilbyr integrerte kretser for enkel "konvertering" mellom gamle serielle busser og USB, samt royaltiefrie drivere for disse.

Vi valgte ut FT232B da den var ment for RS232/USB, og var støttet av såkalte VCP-drivere (Virtual COM Port). Disse driverne gjør altså at USB-enheten vil dukke opp som ennå en COM-port på PC'en, og USB-grensesnittet blir dermed transparent for både programvaren og radioen. Dette tillater oss å bruke styringsprogrammet som ble utviklet ved et tidligere prosjekt til å styre vår radio, med kun små endringer.

Komponenten kommer i tre versjoner: FT232BM, -BL og -BQ. Forskjellen mellom disse ligger i pakkene, og om de er fortinnet med eller uten bly. BM og BL har pakker hvor pinnene stikker ut og kan således loddes for hånd. BL er da den blyfrie varianten av disse to. BQ er blyfri og trenger IR-lodding. Det eneste som trengs i tillegg er et referansekrystall med 6 MHz resonansfrekvens, og selvfølgelig en USB-konnektor.



Figur 37: FT 232BL USB – RS232

Drivspenning:	4.35 – 5.25 V (kan drives av USB- vert)
Interface:	USB (1.1 & 2.0), RS232
Datarate:	300 – 1M bps (RS232)
Buffer:	384 byte (mottak) 128 byte (sending)
Pakke:	Blyfri 32-pins LQFP

7.1.2. Mini USB konnektor, type B

Vi ville finne en liten og overflatemonterbar USB-konnektor og kom da frem til Mini USB type B som så ut til å passe bra for oss.



Figur 38: Mini USB konnektor, type B

Pinner:	5 stk. gullbelagte
Tilhørende plugg:	Mini USB konnektor 2480
Pakke:	Mini USB type B, "sidelengs", overflatemonterbar

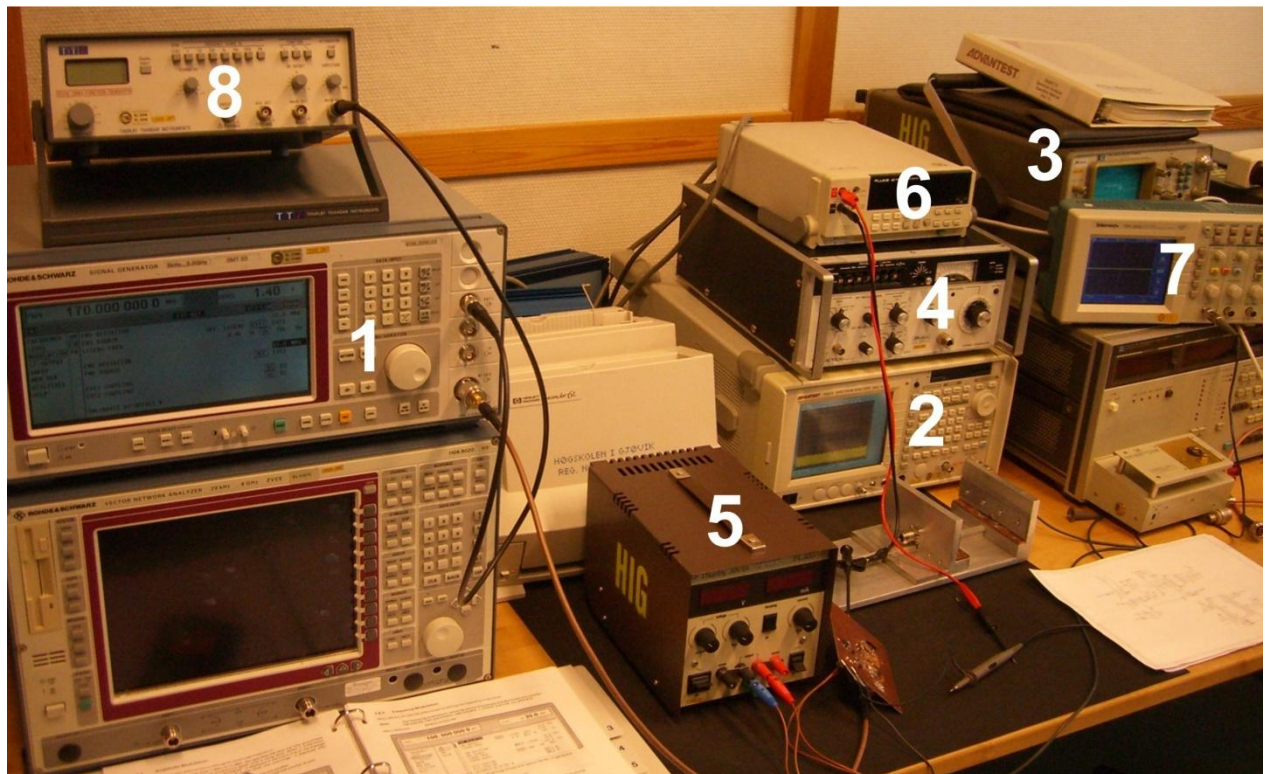
9. Testing

9.1. Testoppsett

Vi brukte følgende instrumenter for å gjennomføre testingen

#	Merke og modell	Serienummer	Bruksområde
1	Rohde & Schwarz SMT03	2005-281	Signalgenerator, brukt for å simulere modulert signal inn til demodulatoren.
2	Advantest R3273	2005-286	Spektrumanalysator, brukt til å måle frekvensspekteret til oscillatorer.
3	Hewlett Packard 1740A	2005-298	Oscilloskop (100 MHz båndbredde), brukt til å studere tuningspenninger og signaler.
4	Fluke 45	2005-125	Multimeter, brukt til å måle likespenninger og motstander.
5	Thurlby PL320	2005.42	Strømforsyning
6	Wavetek Model 3010	2005-284	Signalgenerator
7	Tektronix TDS 2002	EL 5012	Oscilloskop (60 MHz båndbredde)
8	Thurlby Thandar Instruments TG215	2005-287	Funksjonsgenerator

Tabell 3: Instrumentforklaring



Figur 39: Måleoppstilling

9.2. Testprosedyre

Her følger en kort gjennomgang av hvordan vi utførte testingen og hvilke punkter vi valgte å fokusere på.

9.2.1. Likespenninger

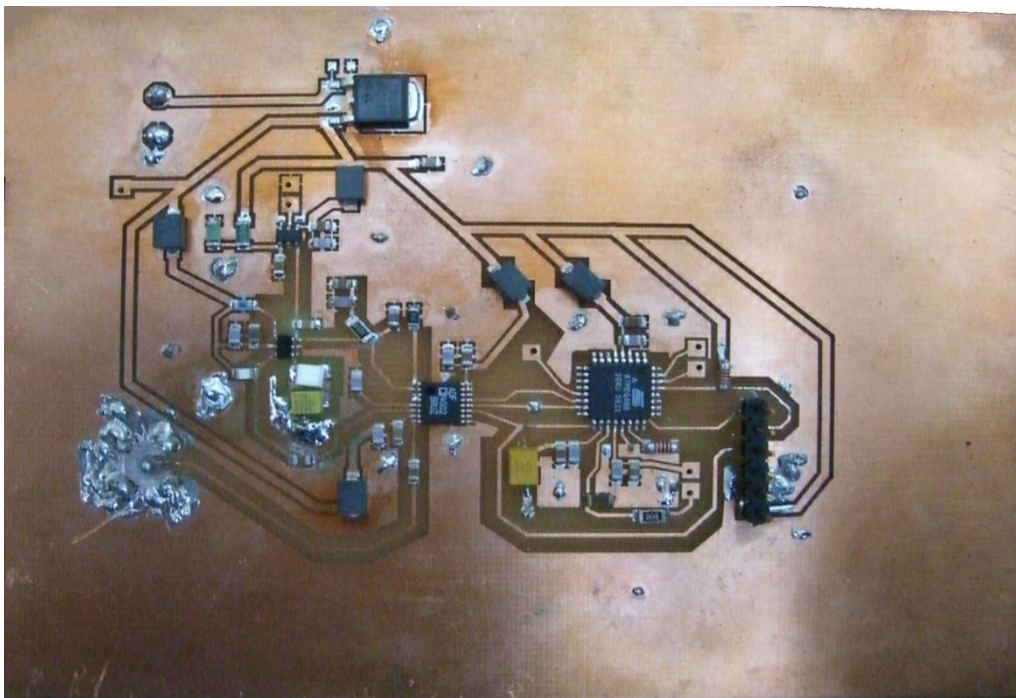
Det første vi ville gjøre var å kontrollere at alle drivspenninger og forspenninger stemte med teorien. Dette er en enkel metode for å sjekke om kretsen har forutsetninger for å virke slik den skal. Dersom disse spenningene er feil, vil det være lite poeng i å utføre andre tester før dette blir fikset.

Drivspenningene våre skal være 5 og 3.3 volt

9.2.2. Låsing av faste frekvenser

Den neste delen av testingen vil gå ut på å undersøke om den faselåste sløyfen klarer å låse på signaler med fast frekvens. Dette gjøres ved å bruke Rhode & Schwarz signalgeneratoren og sende inn et signal med frekvens i området 140-210 MHz og kontrollere resultatet med spektrumanalysatoren.

9.3. Testing av demodulator



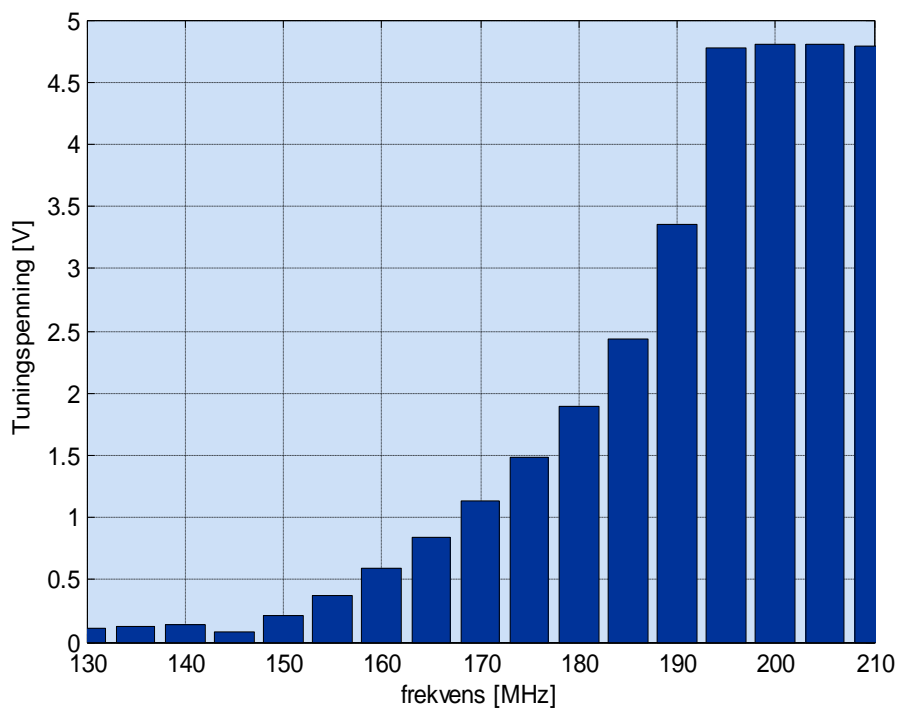
Figur 40: Bilde av demodulatorkortet

Det første vi gjorde var å teste at alle IC'er hadde riktig drivspenning. Dette så ut til å stemme på første forsøk. Så testet vi alle jordplanene for å sjekke at de var bra nok jordet. Dette viste seg ikke å være tilfelle, så vi måtte jorde to av jordplanene bedre.

Når vi var ferdig med dette kunne vi starte programmeringen av mikrokontrolleren slik av denne var i stand til å programmere fasedetektoren. Dette viste seg og ikke være så enkelt. Ved første forsøk fikk ikke PC'en kontakt med mikrokontrolleren, og vi lurte fælt på hva dette kunne skyldes. Tilslutt fant vi ut at serieporten mellom PC'en og programmeringsenheten ikke var koblet sammen riktig. Når dette var ordnet gikk overførselen fint, selv om vi fort fant ut at koden ikke stemte. Den første koden vi forsøkte virket bra til å begynne med, helt til den plutselig, uvisst av hvilken grunn, falt ut av mikrokontrolleren. Så ble det helt feil på de fire neste forsøkene der vi ikke fikk noe tuningspenning i det hele tatt. På det siste forsøket klaffet imidlertid alt, og vi fikk tuningspenningen til å låse på de forskjellige frekvensene.

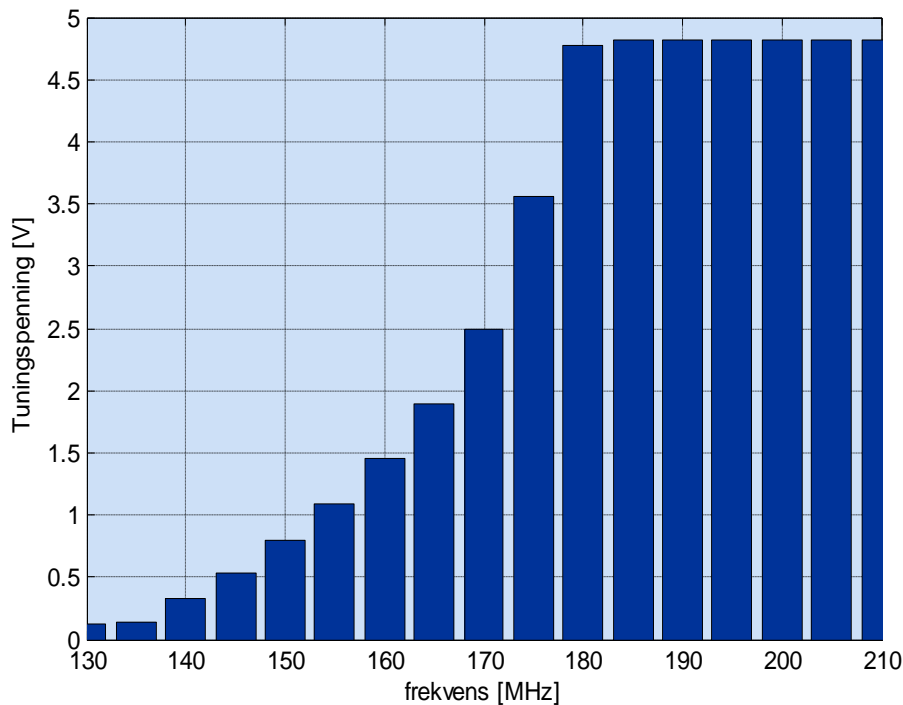
Vi fikk alle frekvenser fra 150MHz og opp til 195MHz til å låse.

Når vi endelig fikk PLL'en til å låse, ønsket vi å teste hvor tuningspenningen lå ved de forskjellige frekvensene. Vi viste ikke om VCO'en var stilt inn på helt optimal frekvens. En grafisk fremstilling av tuningspenningen er vist i Figur 41.



Figur 41: Tuningspenning

Vi ønsker størst mulig amplitude på tuningspenningen slik at mottakeren blir minst følsom for støy, og at det blir størst mulig forskjell i spenning på logisk '0' og '1'. Derfor må vi sørge for at mellomfrekvensen vår ligger midt i det bratteste området på karakteristikken for tuningspenning. Dette kan vi gjøre ved å forandre spoleverdiene til VCO'en som bestemmer frekvensområdet. Med våre spoleverdier får vi ikke stilt inn til at den blir optimal ved 170 MHz, men vi klarte å oppnå 174 MHz.

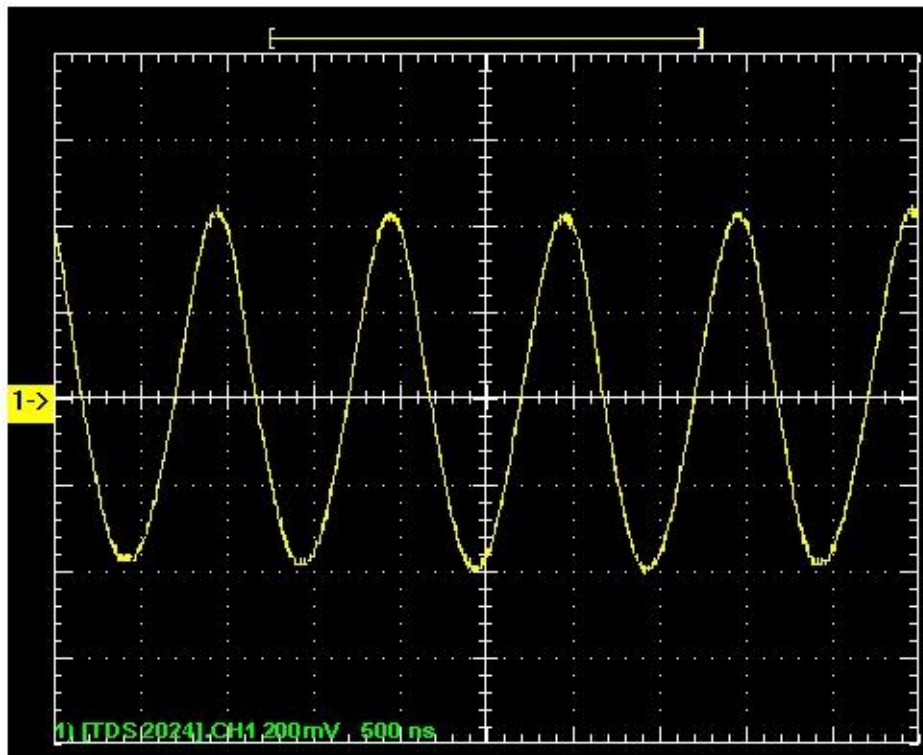


Figur 42: Tilpasset tuningspenning

Dette skjer ved nye spoleverdier på 100 nH og 56 nH (L1 og L2 i Figur 36). De måtte vært litt større for optimalisering ved 170MHz.

Ved FSK modulering av signalet ved hjelp av signalgeneratoren kan vi måle et amplitudeutsving på 1,1 Vp-p ved 174 MHz, og "bare" 0,8 Vp-p ved 170 MHz. Spørsmålet er da om vi skal forandre mellomfrekvensen for å optimalisere, eller fortsatt gå ut i fra 170 MHz. Vi valgte det siste siden vi alt har planlagt downconverteren etter en mellomfrekvens på 170 MHz.

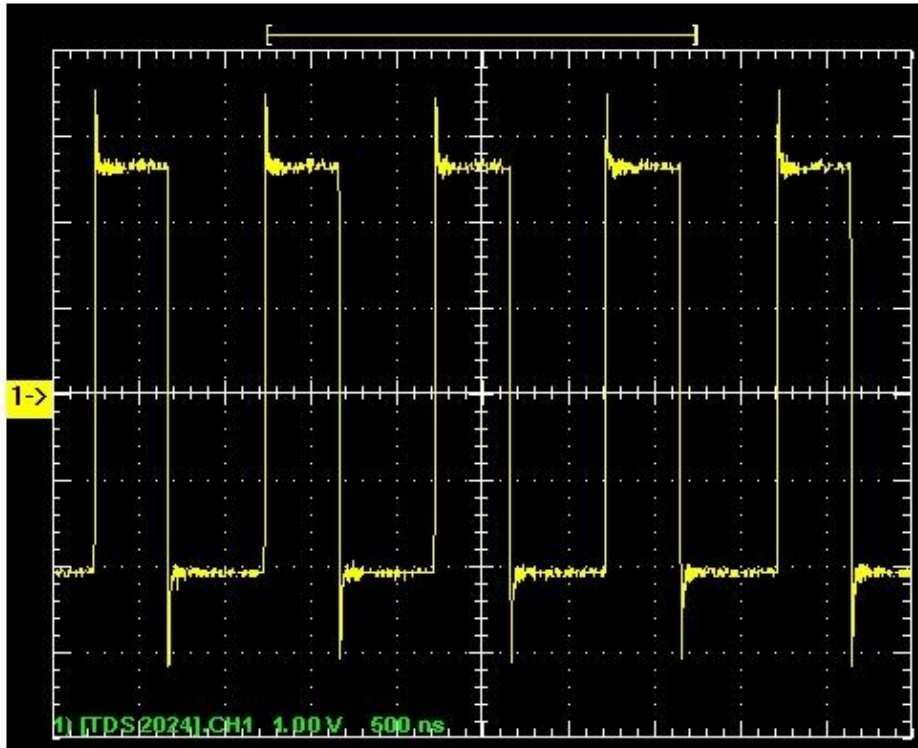
Dette er målt ved en frekvensdeviasjon på ca 10 MHz, som er det største vi får til med utstyret vi har tilgjengelig på elektrolaboratoriet.



Figur 43: Tuningsspenning ved 170 MHz mellomfrekvens

Ved 170 MHz har vi en likespenning på 2.5 V. Dette er den ideelle spenningen for overslagsområdet til komparatoren. Hvis vi hadde valgt mellomfrekvens til 174 MHz skulle overslagsområdet vært ved 3.576 V.

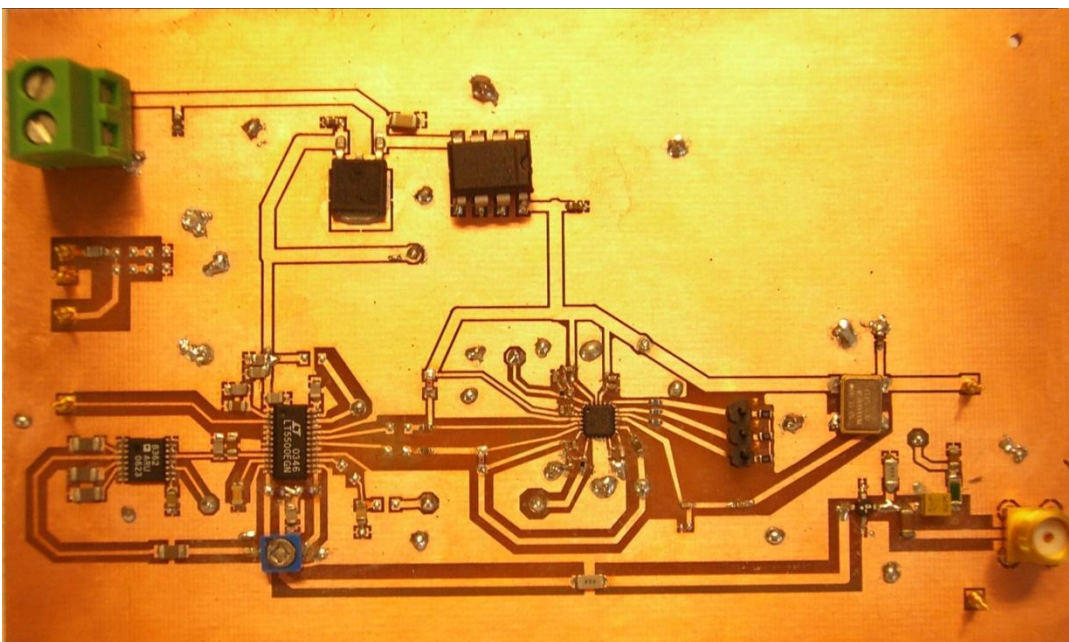
Komparatoren var allerede fra start innstilt på 2,5 V overslagsområdet så vi trengte ikke forandre denne. Både ved 170 MHz og 174 MHz begynner demodulatoren å virke ved en bithastighet på ca 1.4 Mbps og fortsetter og virke opp til 2.18 Mbps, som er den største hastigheten vi får testet.



Figur 44: Demodulerte data på TTL-nivå

Figur 44 viser utgangssignalet på TTL-nivå med en bithastighet på 2.18 Mbit/s

9.4. Testing av downconverter



Figur 45: Bilde av downconverteren

Vi har laget downconverteren, men får ikke testet denne før den er blitt programmert.

10. Vurdering av testresultater

Vi slet en stund med å få demodulatoren til å fungere skikkelig. Det viste seg at vi måtte utføre små endringer i programmet til mikrokontrolleren før alt virket som det skulle.

Vi forandret de eksterne induktansene til VCO'en for å finjustere frekvensområdet for å få optimal tuningspenning.

Utenom disse småprobleme fungerte kretsen slik den skulle opp til de høyeste dataratene vi klarer å teste på elektrolaboratoriet. Vi fikk ikke tid til å dra til FFI for å teste demodulatoren med deres utstyr som klarer høyere datahastigheter.

11. Kretskort

Når vi skulle lage kretskortet til demodulatoren merket vi at utskriftene fra en vanlig blekkskriver ikke ble nøyaktige nok slik at ledningsbanene på kortet ikke hadde klare skiller mellom seg. Løsningen ble da å kontakte Capinor og få laget en film for printutlegg på en plotter som blir brukt i kretskortproduksjon.

Etter gjennomlysning og etsing med den nye filmen så kretskortet tilsynelatende bra ut, men når vi skulle lodde på komponenter falt de tynneste banene av kortet. Vi går ut fra at dette skyldes høy temperatur sammen med mekanisk stress fra loddebolten. Det kan også være en kombinasjon av dårlige kort samt dårlig utstyr for fremstilling av kretskort.

Etter at banene hadde løsnet på det tredje kortet vårt innså vi at vi måtte finne en annen løsning. Siden vi har bestilt de fleste komponentene våre som produktprøver og bare fått to stk av hver har vi heller ikke råd til å prøve og feile siden det var stor fare for at komponentene ble ødelagt.

Å få laget et profesjonelt kretskort ville kostet for mye siden vi ennå ikke var sikre på at vi hadde en løsning som fungerte. Vi henvendte oss da til FFI og fikk ordnet det slik at vi sendte et kretskort og komponenter, og de monterte komponentene ved hjelp av loddepasta og varmeskap.

På kortet til downconverteren har vi en komponent som har en såkalt "exposed pad" (ADF4360-2). Det betyr at den har et metallområde på undersiden av IC'en som også må loddes for å garantere dokumentert ytelse og stabilitet. Dette førte til at vi ble nødt til å sende bort dette kortet også for å få det loddet siden vi ikke har nødvendig utstyr på elektrolaboratoriet for denne type loding.

Noen problemer med dokumentasjonen førte til at det tok noe tid før vi fikk tilbake dette kortet, og da var bare noen av komponentene loddet på. Vi manglet også da noen kondensatorer og motstander i 0402 størrelse som FFI hadde på lager. Vi måtte derfor skaffe disse selv. Siden dette er en uvanlig størrelse for småproduksjon, kostet disse ganske mye å bestille siden de bare blir solgt på rull. Ettersom vi hadde dårlig tid til å fullføre prosjektet, fikk vi ordnet en avtale med Topro om at vi skulle få disse komponentene av dem, siden de hadde disse på lager. Dette medførte at vi måtte lodde disse komponentene selv, som ble en utfordring på grunn av de små fysiske dimensjonene.

Vi har fått laget ferdig kortet til downconverteren, men fikk ikke programmert den og da heller ikke testet den.

12. Konklusjon

Dette har vært en meget lærerik oppgave som har gitt oss store utfordringer innenfor flere fagfelt. Prosjektet har vært meget lærerikt og er en god erfaring å ta med seg videre i arbeidsliv eller videre studier. Noe av det viktigste vi har lært er:

- Konstruksjon av kretskort
- Spesielle regler som gjelder ved høyfrekvenskonstruksjon
- Omsette teori til praksis
- Lese og forstå datablad
- Bruke tilgjengelig informasjon og innhente ny
- Fått kjennskap til praktisk bruk av måleinstrument
- Erfaring med lodding
- Samarbeid og koordinering for å løse oppgaver
- Design av produkt ut i fra en gitt spesifisering
- Inngående kunnskap om mottakers virkemåte

Man oppdager fort at å omsette tidligere lært teori til en ferdig konstruksjon, kan føre til mye hodebry. Vi oppdaget raskt at det var vanskelig å følge den oppsatte tidsplanen siden uforutsette problemer gjør at vi må endre fremgangsmåter og finne nye løsninger. Dette har flere årsaker som mangel på erfaring, uventede problemstillinger og manglende utstyr. I tillegg fikk vi dårlig tid fordi vi samtidig hadde undervisning i andre fag på skolen. Samarbeidet med oppdragsgiver og veiledere har fungert bra.

På grunn av begrensninger i utstyret på elektrolaboratoriet ble vi nødt til å kontakte eksterne aktører og få utført forskjellige oppgaver, noe som førte til at mye tid gikk bort på å lage dokumentasjon for at utenforstående enkelt kunne se hva de skulle gjøre. Vi brukte også mye tid på å få til avtaler, og på venting mens arbeidet ble utført.

Vi har fått til en fungerende demodulator som gir ut TTL-nivåer opp til de hastigheter vi har mulighet til å teste med tilgjengelig utstyr.

- Fungerer på minst 2.2Mbit/s (begrenset av testutstyr)
- Detekterer signaler på mellomfrekvensen ned til -26.5dBm, dette er tilfredsstillende siden det i downconverteren er en forsterkning på minst 75dB.

Vi har fått laget kortet til downconverteren og det er klart til programmering, men på grunn av at en tredjeperson i gruppen som hadde ansvar for dette hadde dårlig oppmøte kom vi ikke så langt. Vi kom aldri så langt at vi fikk laget kortet til USB-grensesnittet.

13. Litteraturliste

- [1] Høgfrekvenskonstruksjon, Arne Wold, 08/2006, Norge
Høgskolen i Gjøvik
- [2] Modulasjon Demodulasjon, Arne Wold, 08/2006, Norge
Høgskolen i Gjøvik
- [3] Digital Signalbehandling, Arne Wold, 08/2006, Norge
Høgskolen i Gjøvik
- [4] Hovedprosjekt S-bånd telemetrimottaker, Taranrød/Olufsen/Roberg/Øen, 05/2004, Norge
Høgskolen i Gjøvik
- [5] Hovedprosjekt S-bånd telemetrimottaker, Johansen/Würgler, 05/2006, Norge
Høgskolen i Gjøvik
- [6] Analog Devices, AD8362 - 50 Hz to 2.7 GHz, 60 dB TruPwr™ Detector, Rev C; 10/2005, USA
http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD8362.pdf
- [7] Analog Devices, ADF4002 - Phase Detector / PLL Frequency Synthesizer, Rev A; 04/2007, USA
http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/ADF4002.pdf
- [8] Analog Devices, ADF4360-2 - Integrated Integer-N Synthesizer and VCO, Rev B; 04/2006, USA
http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/ADF4360-2.pdf
- [9] Atmel, ATmega88 - Low Power AVR® 8-Bit Microcontroller, Rev K; 04/2007, USA
http://atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2545.pdf
- [10] Mini Circuits, ERA-8SM+ - Monolithic Amplifier DC-8 GHz, Rev B; 2007, USA
<http://www.minicircuits.com/pdfs/ERA-8SM+.pdf>
- [11] Future Technology, FT232BL - USB UART (USB - Serial) I.C., Rev 1.8; 2005, USA
http://www.ftdichip.com/Documents/DataSheets/DS_FT232BL.pdf
- [12] Maxim, MAX2607; Rev 0a; 04/2002, USA
<http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX2605-MAX2609.pdf>
- [13] Maxim, MAX603, MAX604; Rev 0; 09/1994, USA
<http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX603-MAX604.pdf>
- [14] Linear Technology, LT5500 - 1.8GHz to 2.7 GHz Receiver Front End, 03/2005, USA
<http://www.linear.com/pc/downloadDocument.do?navId=H0,C1,C1011,C1085,P1729,D2437>
- [15] Linear Technology, LT1719 - 4.5ns Comparator with Rail-to-Rail Output, 2000, USA
<http://www.linear.com/pc/downloadDocument.do?navId=H0,C1,C1154,C1004,C1012,P1817,D2147>

- [16] National Semiconductors, LM78L05 - 3-Terminal Positive Regulators, 04/2006, USA
<http://www.national.com/ds/LM/LM78L05.pdf>
- [17] RFHIC, LNA - Low Noise Amplifier, Rev 05/02; 05/2002, Korea
http://www.rfhic.com/htm/prod/pdf/11-Low%20Noise%20Amplifier/32-MCM%20LINEAR_LCLxx04_v502.pdf