

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. KRAVSPESIFIKASJON	4
3. UTVIKLING AV PROTOTYP	5
4. STRØMFORSYNING	6
4.1. KOMPONENTVALG	6
4.1.1. L78M05 5 V SPENNINGSREGULATOR	6
4.1.2. MAX603 VARIABEL SPENNINGSREGULATOR	6
4.2. IMPLEMENTERING	7
5. DOWNCONVERTER	8
5.1. VALG AV KOMPONENTER	8
5.1.1. MCM LOW NOISE AMPLIFIER	8
5.1.2. ADF4360-1 INTEGRERT FREKVENSSYNTETISATOR OG VCO	9
5.1.3. CFPT-126 TEMPERATURKOMPENSERT KRYSTALLOSCILLATOR	10
5.1.4. LT5500 INTEGRERT FORSTERKER OG MIKSER	10
5.1.5. AD8362 EFFEKTMÅLER	11
5.1.6. ERA-8SM INTEGRERT FORSTERKER	11
5.1.7. ATMEL ATMEGA88 MIKROKONTROLLER	12
5.2. IMPLEMENTERING	12
5.2.1. BEREGNING AV STØYFAKTOR	12
5.2.2. MAKSIMALNIVÅER OG KOMPONENTBESKYTTELSE	14
5.2.3. MCM LOW NOISE AMPLIFIER	15
5.2.4. MIKROSTRIPFILTER	15
5.2.5. LOKALOSCILLATOREN	16
5.2.6. REFERANSEOSCILLATOR	17
5.2.7. MIKSEREN	18
5.2.8. FILTRERING OG FORSTERKNING AV MELLOMFREKVENS	19
5.2.9. MIKROKONTROLLEREN	20
5.2.10. EFFEKTMÅLER	21
5.2.11. SAMPLEFILTER OG REFERANSESPENNING TIL ADC	21
6. USB-GRENSESNIITT	22
6.1. VALG AV KOMPONENTER	22
6.1.1. FT232BL	22

6.1.2.	MINI USB TYPE B KONNEKTOR	23
6.2.	IMPLEMENTERING	23
6.2.1.	USB-CHIP	24
6.2.2.	USB-KONNEKTOREN	24
6.2.3.	ANBEFALT JORDINGSSTRATEGI	24
7.	DEMODULATOR	25
7.1.	VALG AV DEMODULERINGSMETODE	25
7.2.	VALG AV KOMPONENTER	28
7.2.1.	MAX2605 OSCILLATOR	28
7.2.2.	ADF4001 FREKVENSDALER OG FASEDETEKTOR	28
7.2.3.	LT1719 HØYHASTIGHETSKOMPARATOR	29
7.2.4.	ERA-3 FORSTERKER	29
7.3.	IMPLEMENTERING	30
7.3.1.	FASEDETEKTOR, PD	30
7.3.2.	LOOPFILTER	31
7.3.3.	OSCILLATOR, INDUKTANSER OG SIGNALUTTAK	32
7.3.4.	ERA-3, FORSPENNING	33
7.3.5.	KOMPARATOR	33
8.	REALISERING AV DEMODULATOR	35
9.	TESTING	36
9.1.	TESTOPPSETT	36
9.2.	TESTPROSEDYRE	37
9.2.1.	LIKESPENNINGER	37
9.2.2.	LÅSING AV FASTE FREKVENSER	37
9.2.3.	FØLGING AV MODULERT SIGNAL	38
9.3.	TESTING AV DEMODULATOR	40
9.3.1.	L78M05 5 V SPENNINGSREGULATOR	40
9.3.2.	MAX2605 INTEGRERT OSCILLATOR	40
9.3.3.	ADF4001 FASEDETEKTOR	41
10.	DISKUSJON AV TESTRESULTATER	45
11.	KONKLUSJON	46
12.	BENYTTET PROGRAMVARE OG APPARATUR	47

1. Innledning

1.1. Definisjon av oppgave

Målet med dette prosjektet var å utvikle en fungerende prototyp av en telemetrimottaker for høy datarate (> 10 Mbps). Mottakeren skal ha et USB-grensesnitt mot PC, for styring av frekvens og avlesning av mottatt signaleffekt, og må huske på sist innstilte frekvens. De demodulerte dataene skal komme på en egen port med TTL-nivåer.

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

1.2. Målgruppe

Denne rapporten er skrevet med tanke på elektroingeniører og andre med lignende kompetanse ved 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 besøke FFI for å få vite hvilke krav de stilte. Deretter kunne vi selv velge vår måte å løse det på, og finne passende komponenter. Siden vi bare har vært to studenter har vi jobbet i en gruppe hele tiden og løst oppgavene sammen.

Komponenter ble i stor grad skaffet som produktprøver ved å ringe rundt til norske og skandinaviske leverandører. Dette førte til at det tok litt tid å få enkelte komponenter i hus, men aldri så lenge at de forsinket prosjektet i vesentlig grad.

Alt arbeidet har foregått på Elektrolaboratoriet ved HiG. Her har vi hatt det vi trenger av teknisk materiell for å fremstille kretskort, montere komponenter og for testing av prototypene.

Siden vi bare er to og har hatt muligheten til kontakt med veiledere når vi måtte ønske, har vi hatt få formelle møter underveis, og heller tatt kontakt etter behov.

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.

Siden det i stor grad er demodulatoren som har vært fokuset i prosjektet, vil rapporten også ha hovedvekt på den. Rapporten redegjør for arbeidet gjort underveis. Vi har skrevet om valg av komponenter og hvordan disse er tenkt implementert. Testing og redegjørelse for demodulatoren kommer mot slutten av rapporten.

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.

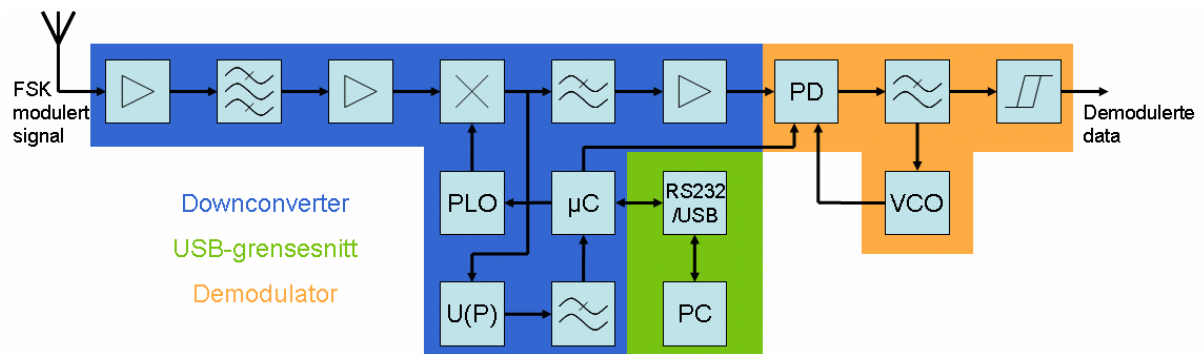
2. Kravspesifikasjon

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:	10 Mbps
Grensesnitt mot PC:	USB
Skal kunne styre/avlese:	Kanalinnstilling, nivå på mottatt signal
Utgangssignal:	TTL-kompatibelt, egen port
Fysisk størrelse:	Ingen spesielle krav.

Tabell 1: Krav og spesifikasjoner

3. Utvikling av prototyp

Vi ønsket å detektere signaler så lavt som ca. -80 dBm, og måtte da regne med å ha rundt 80 dB forsterkning frem til demodulatoren. Mellomfrekvensen valgte vi til rundt 50 MHz da dette ville gi oss 5 - 6 signalperioder per bit ved 10 Mbps, og burde da holde for demodulasjon ved hjelp av en faselåst sløyfe. Begrunnelse for valg av denne typen demodulator står under kapitlet om demodulatoren. USB-grensesnittet ønsket vi å realisere med en chip som ville "simulere" en vanlig serieport.



Figur 1: Blokkskjema av tenkt løsning

Vi planla å benytte styringsprogramvare for PC'en som er utviklet ved et tidligere prosjekt; "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 frekvensutsving, 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.

4. Strømforsyning

Strømforsyningen i mottakeren må kunne ta en batterispennning, og regulere den til de spenningene som brikkene trenger: 5 V og 3.3 V. Kretsskjema er vist nedenfor. 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.

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. MAX603 variabel spenningsregulator

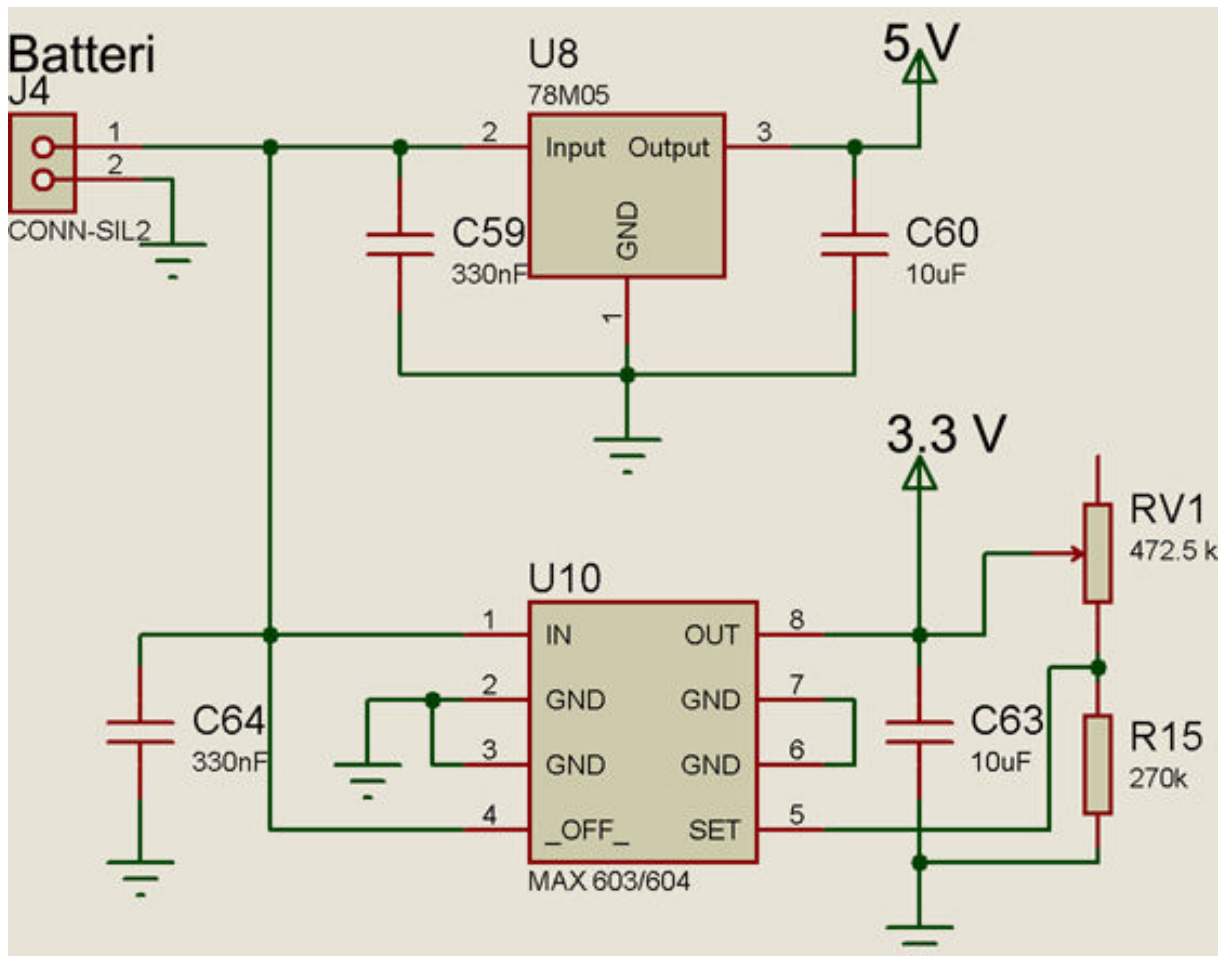
Vi har et par komponenter som trenger 3.3 V drivspenning. Til dette fant vi MAX603, som regulerer batterispenningen ned til 3.3 V DC. Den kan gi 0.5 A og tåler en effekt på 1.8W. MAX603 ble valgt på grunn av at den var lett tilgjengelig. Vi har ikke valgt MAX604, som har default 3.3 V utgangsspenning, fordi vi hadde MAX603 tilgjengelig på laboratoriet. Vi hadde uansett også måtte lage et tuning-nettverk slik at utspenningen var nærmest 3.3 V. Dette er vesentlig for referansespenningen til ADC'en i ATmega88.



Figur 3 Spenningsregulatoren MAX603.

Spenning inn	2.7 til 11.5 V DC
Spenning ut	1.7-11 V DC
Maks strømtrekk	0.5 A
Nøyaktighet	+/- 4.55%

4.2. Implementering



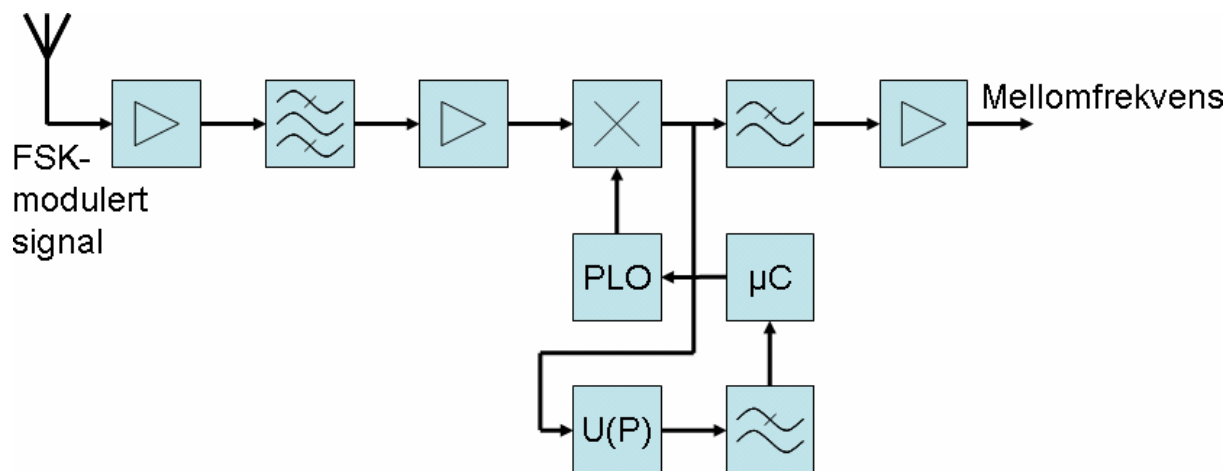
Figur 4 Implementering av strømforsyning

Regulatorene er montert som foreslått i databladet. Videre er drivspenningene avkoblet til jord med 0.1nF og 10nF ved hver enkelt krets. I tillegg har vi benyttet ferrittfiltre for å dempe høyfrekvent støy. Avkoblingene er satt så nært opp til kretsene som mulig. Dette gir en renere og mer stabil spenning til de forskjellige kretsene.

Anbefalt fordelingsnettverk for drivspenning er stjernefordeling ut fra glattekondensator på spenningsregulatorenes utgangsside. Dette forbedrer støyskjermingen mellom komponentene og gjør at IC'ene i mindre grad påvirker hverandre ved rask switching og/eller større strømtrekk.

For å gjøre kretsskjemaene i rapporten litt mer oversiktlige, har vi tatt bort disse avkoplingskondensatorene og ferrittfiltrene. De er dog med i de komplette kretsskjemaene i vedleggene B og C.

5. Downconverter



Figur 5: Blokkskjema av downconverteren

Første ledd i downconverteren bør være en forsterker med stor forsterkning og lite støy, også kjent som en Low Noise Amplifier (LNA). Etter denne forsterkeren vil det være en fordel å filtrere bort signaler som ligger utenfor det ønskede frekvensområdet, for å minimere spurious-signaler/spilfrekvenser.

Signalet kan så gjerne forsterkes en gang til før det mikses med lokaloscillatoren for å gi mellomfrekvenssignalet. Vi har valgt å gjøre måling av signalstyrken på mellomfrekvens da dette innebærer minst forstyrrelse på signalet.

Etter miksing er det igjen en god idé å filtrere signalet, nok en gang for å beskytte mot spilfrekvenser. Dersom en ikke allerede har nok gain, kan en godt forsterke en siste gang før signalet går til demodulatoren.

Vi har valgt mellomfrekvensen til rundt 50 MHz, og ønsker å minst kunne detektere signaler så svake som -80 dBm.

5.1. Valg av komponenter

5.1.1. MCM 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. Vi fant en såkalt LNA fra det koreanske firmaet RFHIC som virket helt overlegen alt annet vi hadde kikket på: LCL2304. Den har intern impedanstilpasning for 50 Ω.



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

Figur 6: MCM LCL2304 Low Noise Amplifier

5.1.2. ADF4360-1 integrert frekvenssyntetisator og VCO

Som lokaloscillator for mikseren valgte vi denne fra Analog Devices. Den er designet for en senterfrekvens på 2250 MHz, som jo lå midt i frekvensområdet vi skulle operere i. Den integrerte fasedetektoren er digital, med en maksimal deteksjonsfrekvens på 8 MHz. Utgangen er såkalt "Charge Pump", dvs. kretsen gir ut en ladningsmengde som er proporsjonal med faseforskjellen. Tellerne for frekvensneddeling er programmerbare via en enkel implementasjon av Serial Peripheral Interface (heretter bare kalt SPI), sammen med andre funksjoner som f.eks. styring av signalnivået.

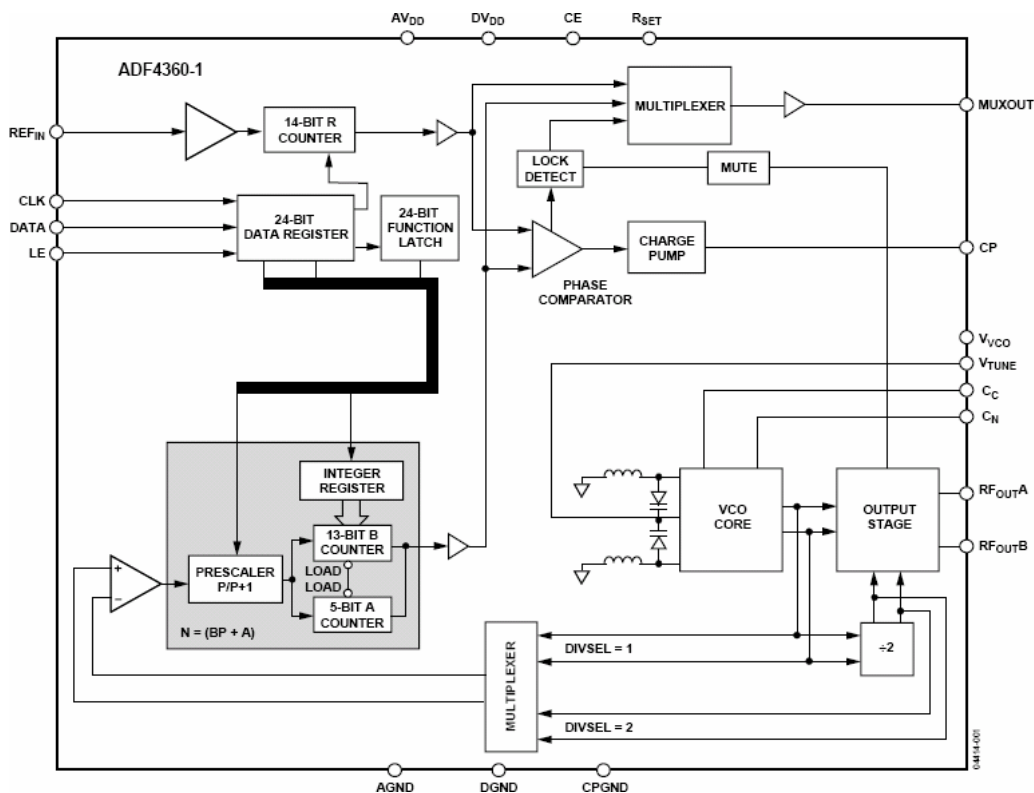
Den trenger et eksternt impedanstilpasningsnettverk for 50 Ω .

I blokkskjemaet har vi valgt å kalle lokaloscillatoren PLO (Phase Locked Oscillator) da den har VCO, frekvensdelere og fasedetektor i én chip.



Frekvensområde:	2050 - 2450 MHz
Utgangsnivå:	-13/-6 dBm differensielt, programmerbar i 3 dB trinn.
Grensesnitt:	SPI (OBS! 1.8 V-logikk)
Drivspenning:	3.0 - 3.6 V
Strømtrekk:	47.5 mA (maksimalt)

Figur 7: ADF4360-1 Phase Locked Oscillator



Figur 8: Blokkskjema for ADF4360-1

5.1.3. CFPT-126 temperaturkompensert krystaloscillator

Lokaloscillatoren (ADF4360-1) trenger et stabilt referansesignal, og valget falt da på en svært nøyaktig 10 MHz krystaloscillator fra C-MAC. Denne oscillatoren er egentlig spenningsstyrt, men vi tenkte da å legge tuningspenningen midt i området (1.65 V). Siden denne referansen bare skal deles ned til 500 kHz (kanalavstanden), valgte vi den laveste frekvensen vi fant siden den tilsynelatende også var billigst.



Senterfrekvens:	10 MHz
Nøyaktighet:	Temperatur: ± 5 Hz Variasjon i drivspenning: ± 3 Hz Belastning (15 pF $\pm 10\%$): ± 2 Hz Etter IR-lodding: ± 10 Hz Aldring: ± 1 Hz per år
Tuningområde:	Ca. ± 50 Hz med 1.65 ± 1 V tuningspenning
Drivspenning:	3.14 - 3.47 V
Strømtrekk:	3 mA

Figur 9: CFPT-126 TCVCXO

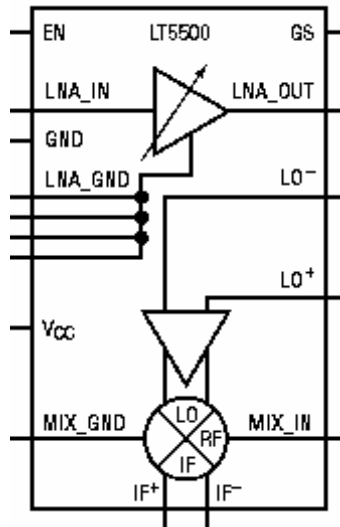
5.1.4. LT5500 integrert forsterker og mikser

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.



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

Figur 10: LT5500 receiver front end



Figur 11: Blokkskjema for LT5500

5.1.5. AD8362 effektmåler

AD8362 føler på mottatt signal og gir en spenning ut som kan gjøres om til en bitstrøm i mikrokontrollerens ADC. Denne bitstrømmen kan brukes videre i software for å gi en indikasjon på hvor sterkt signalet er. Vi valgte denne da deteksjonsområdet passet oss bra, og fordi den virket grei å implementere.



Frekvensområde:	50 Hz - 2.7 GHz
Dynamisk-område:	-40 til 0 dbm (med single-ended-inngang)
Utgang:	Lineær i dB; 50mV/dBm
Drivspenning:	5.0 V DC
Maks strømtrekk:	24 mA

Figur 12: AD8362 effektmåler for RF

5.1.6. ERA-8SM integrert forsterker

Denne er tenkt som forsterker til mellomfrekvensen før fasedetektoren. Dette vil være i området 45 til 55 MHz. Her gir ERA-8SM en forsterkning på minst 31.5 dB. Vi vil trenge så kraftig forsterkning for å komme over det laveste sensitivitetsnivået på fasedetektorens RF-inngang (-10 dBm) for de minste signalene. Vi valgte denne da den er enkel å implementere, har god forsterkning og mer enn god nok båndbredde.



Gain ved 50 MHz:	Minst 31.5 db
Båndredde:	DC til 2 GHz
Impedanstilpasset:	50 ohm
Drivspenning:	3.7 V DC
Maks strøm:	65 mA

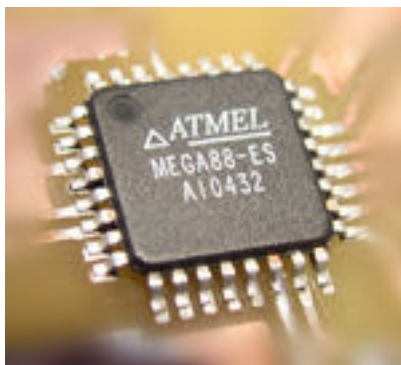
Figur 13: ERA-8SM

5.1.7. Atmel ATmega88 mikrokontroller

Vi valgte denne mikrokontrolleren da tidligere prosjekter med hell hadde benyttet en eldre utgave av denne: ATmega8L. Atmega88 er pinnekompatibel, men har noen små endringer som f.eks. lavere intern referansespenning for ADC, støtte for debug WIRE samt mulighet for ennå høyere klokkefrekvens.

Den har støtte for SPI (Serial Peripheral Interface), seriell USART (Universal Synchronous/Asynchronous Receiver & Transmitter) og innebygd ADC. 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 innstilte frekvens.

Kort sagt har den alt vi trenger.



Figur 14: ATmega88 mikrokontroller

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

5.2. Implementering

I downconverteren anbefaler vi utstrakt bruk av jordplan for å hindre at signaler smitter 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 must for høyfrekvente signaler.

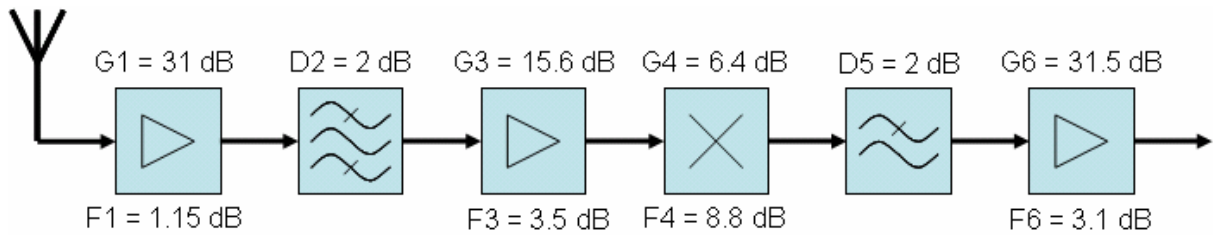
For komplett skjema, se vedlegg C.

5.2.1. Beregning av støyfaktor

Støyfaktoren for downconverteren er nyttig å vite da den 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, samt 298°K som reell temperatur, da det er sannsynlig at disse vil bli noen grader varmere enn romtemperatur.



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

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

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

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

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

Vi ender da opp med en støyfaktor på 1.31, dvs. 1.16 dB. Dette er temmelig bra, og skyldes hovedsaklig at den første forsterkeren har ganske mye forsterkning i tillegg til en rimelig lav støyfaktor.

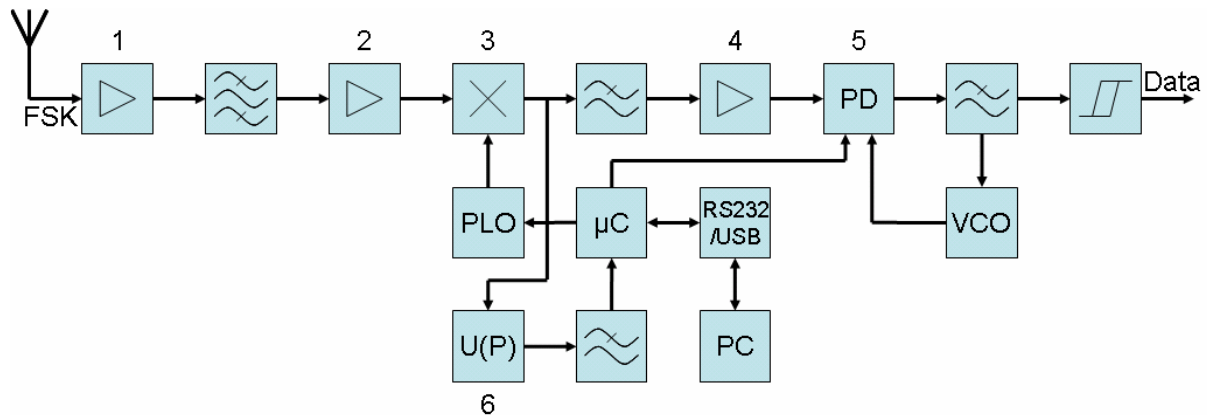
Dersom vi ønsker å regne ut virkelig støyfaktor, dvs. for frekvensområdet mottakeren er tenkt for, må vi vite antenntemperaturen. Erfaringsmessig vil denne ligge på rundt 20°K.

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

Vi kan altså regne med at S/N forholdet reduseres med rundt 7.4 dB.

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 radiomottager

De nummererte blokkene representerer følgende kretser:

1. RFHIC LCL2304 - LNA
2. Linear Technology LT5500 - LNA
3. Linear Technology LT5500 - Mikser
4. ERA-8SM - Forsterker
5. Analog Devices ADF4001 - PLL
6. AD8362 - Effektmåler

#	Maksimalt inn (skade)	Gain	Maksimalt ut
1	25 dBm	31.0 dB	20 dBm ($P_{1dB}U_t$)
2	5 dBm	15.6 dB~	0.6 dBm ($P_{1dB}I_{nn}+G$)
3	10 dBm (per pin)	6.4 dB~	-4.6 dBm ($P_{1dB}I_{nn}+G$)
4	13 dBm	31.5 dB	12.5 dBm ($P_{1dB}U_t$)
5	Ikke direkte oppgitt.		
6	13 dBm		

Tabell 2: Oversikt over gain og maksimalnivåer

Merknader:

- "Ekstrapolert" for $f = 2.25$ GHz ut fra figurer ved $f = 1.8$ og 2.5 GHz, $V_{CC} = 5$ V og med 25° C som temperatur.

$P_{1dB}I_{nn}$ er for LT5500 angitt ved $V_{CC} = 3$ V. Vi planlegger å benytte 5 V, og vet ikke om denne er forskjellig da.

Tap i filtre er ikke medregnet, da dette ikke vil gi "worst case" situasjoner.

Overstyring:

Vi har altså totalt ca. 85 dB gain.

ERA-8SM går i metning når antennesignalet er -72 dBm.

LT5500-mikseren går i metning når antennesignalet er -57.6 dBm.

LT5500-LNA går i metning når antennesignalet er -46 dBm.

LCL2304 går i metning når antennesignalet er -11 dBm.

Komponentdød:

LCL2304 kan ta livet av LT5500s LNA. Dette vil skje når antennesignalet er rundt -26 dBm.

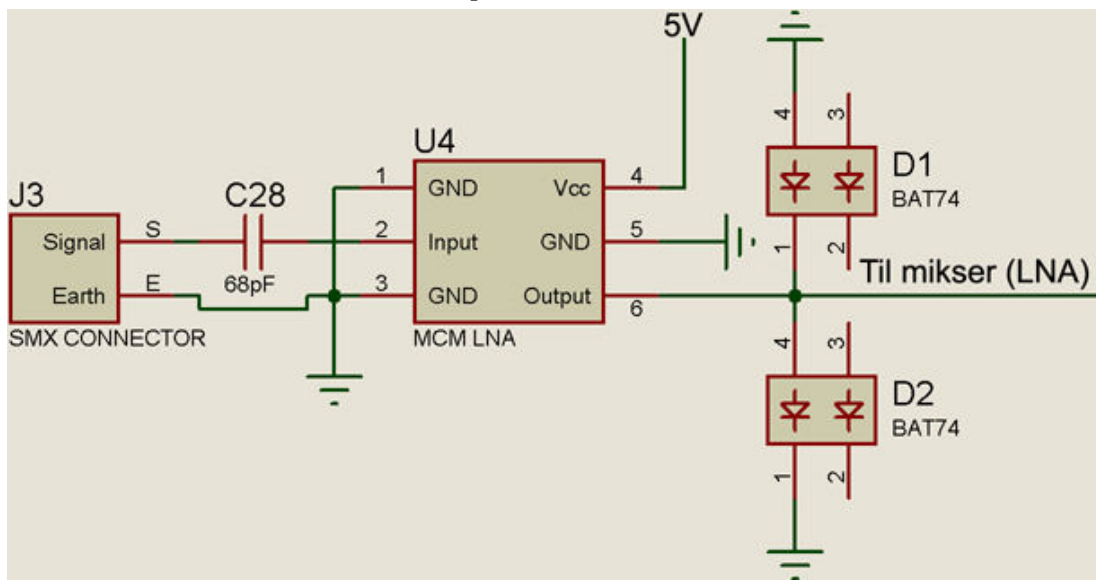
LT5500-mikseren klarer ikke ta livet av AD8362.

ERA-8SM kan neppe ta livet av ADF4001.

Konklusjoner:

For sikkerhets skyld vil vi beskytte LT5500s LNA med dioder mot jord. Vi har BAT74 liggende på Elektrolaboratoriet; høyhastighetsdioder med bare 0.2 V diodespenning. 0.2 V amplitude tilsvarer et signallnivå på ca. -4 dBm på en 50 Ω -linje, og burde da holde som beskyttelse.

5.2.3. MCM Low Noise Amplifier



Figur 17: Implementering av LNA

Denne første forsterkeren er ganske enkel å koble opp da den har intern impedanstilpasning. En trenger bare sørge for at signalveienes impedans er 50 Ω .

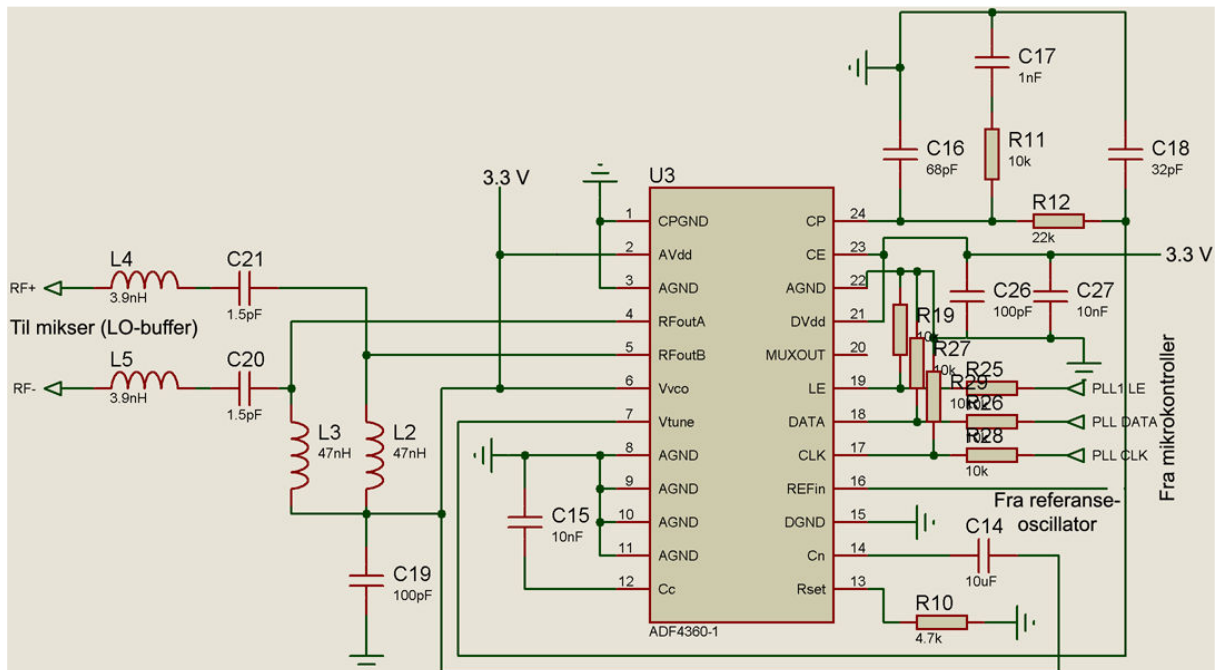
For å forhindre at likespenning fra f.eks. en generator skal ødelegge noe ved testing, vil vi sette en DC-blokkering, C28, i signalveien mellom antennekontakten og forsterkeren.

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

5.2.4. Mikrostripfilter

Etter den første forsterkeren kan det være en fordel å filtrere bort frekvenser utenfor området vi ønsker. Dette vil vi gjøre med et båndpassfilter i mikrostriputførelse som enkelt kan beregnes i Elnikk, et Matlab-program skrevet av Arne Wold. Grensefrekvensene bør velges til 2.2 og 2.3 GHz. Hvordan filteret blir seende ut kommer an på hvilken type printkort man skal bruke, da dielektrisitetkonstant og tykkelser på kort og kobber spiller en rolle.

5.2.5. Lokaloscillatoren



Figur 18: Implementering av faselåst lokaloscillator

Signaluttak

Siden både lokaloscillator og mikser støtter balansert overføring av RF-signalet, har vi valgt å benytte oss av dette for å få størst mulig signalnivå. Vi har da bare fulgt databladet når det gjelder impedanstilpasning, samt avkoblinger. I likhet med alle de andre RF-komponentene, er det svært viktig med god jording, gjerne ved hjelp av via-hull under selve komponenten.

Loopfilter

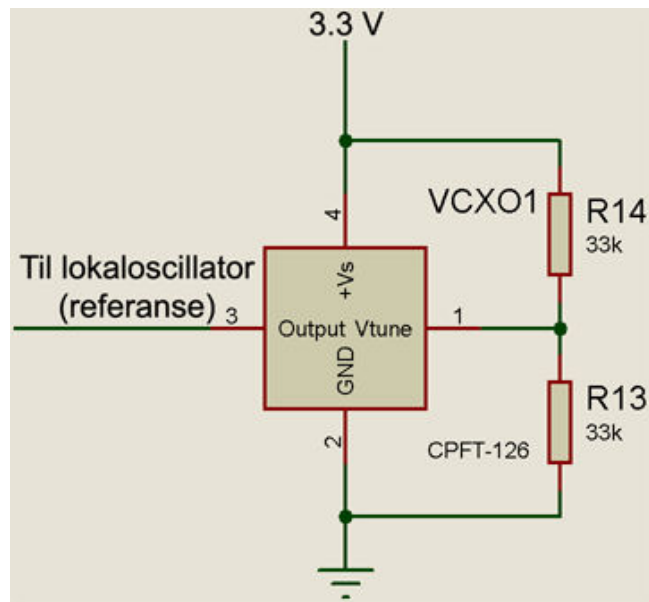
Den integrerte fasedetektoren er av typen charge pump, og trenger et loop-filter. Dette beregnes i ADIsimPLL, et program fra Analog Devices som kan brukes for alle deres fasedetektorer/PLL'er. Først måtte vi dog bestemme strømmen ut fra charge pump-utgangen; maksimal strøm bestemmes med en resistor på R_{SET} -pinnen av lokaloscillator. Vi valgte å benytte det som var standard ifølge databladet: 4.7 k Ω . Dette gir oss en I_{CP} på maksimalt 2.5 mA. Ut fra disse data beregnet vi så et 2. ordens filter med 50 kHz båndbredde, da 1/10 av kanalavstanden var anbefalt.

SPI-grensesnitt

Som nevnt må lokaloscillatoren programmeres av mikrokontrolleren via SPI-grensesnittet. Dette grensesnittet består av tre linjer: En klokkelinje (CLK), en datalinje (DATA), og en aktiveringslinje (LE). Når man skal programmere enheten legger man først aktiveringslinjen lav. Deretter legges data ut på datalinjen i takt med klokken på klokkelinjen. Når alle data er overført, kjøres aktiveringslinjen høy igjen, og enheten laster inn de overførte data.

Siden lokaloscillatoren er ment for 1.8 V-logikk, må vi dele ned spenningene i SPI-grensesnittet fra mikrokontrolleren. De logiske inngangene på lokaloscillator tåler maksimalt 3.6 V ($V_{CC} + 0.3$ V), og vi nøyer oss dermed med å dele spenningene i to.

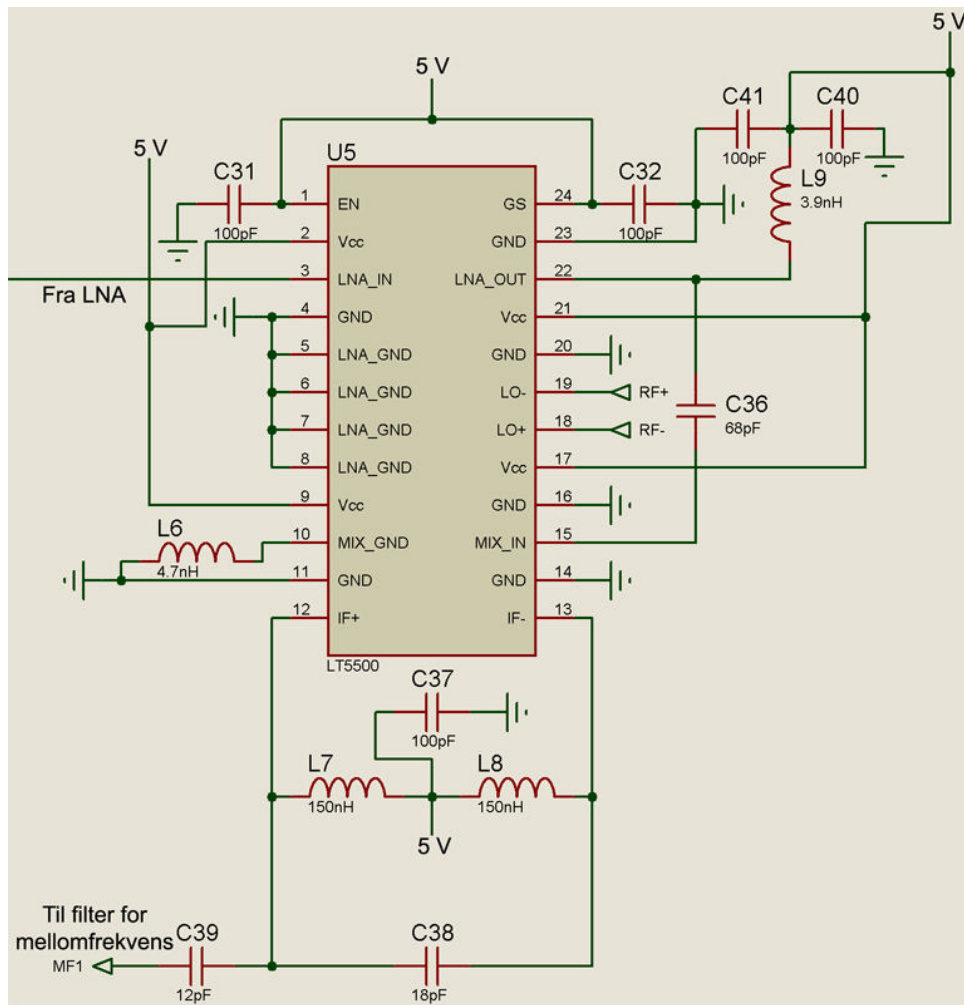
5.2.6. Referanseoscillator



Figur 19: Implementering av referanseoscillator

Vi har lagt tuningspenningen til 1.65 V med en enkel spenningsdeling av drivspenningen (3.3 V). Utgangen er koblet rett til referanseinngangen på lokaloscillator da begge to støtter HCMOS-nivåer.

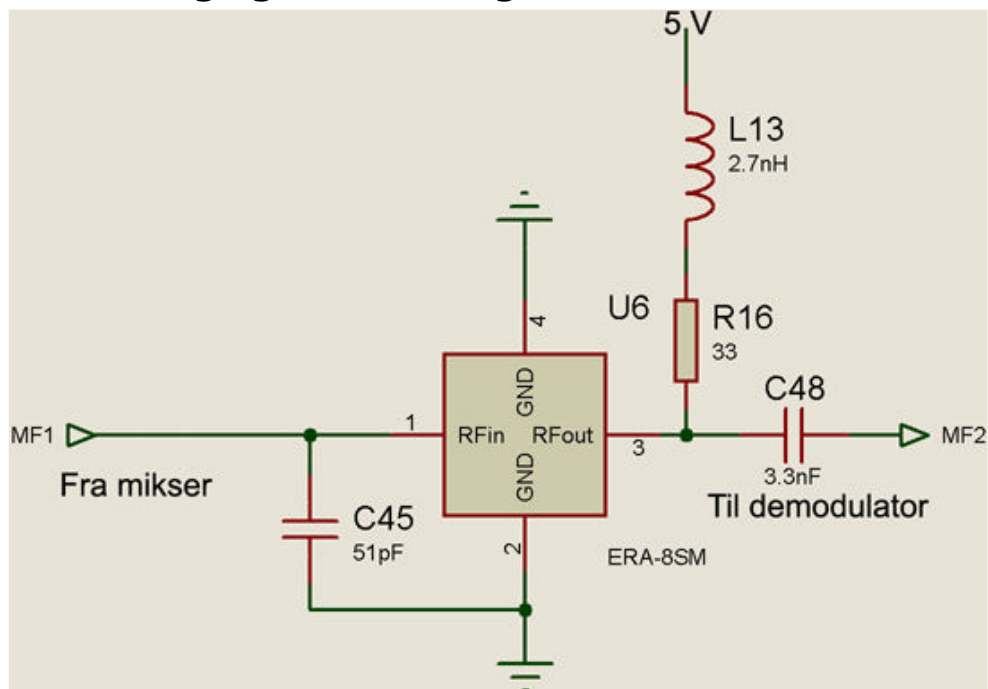
5.2.7. Mikseren



Figur 20: Implementering av mikser

For å få mest mulig forsterkning valgte vi å benytte 5 V drivspenning på denne kretsen. Mellomfrekvenssignalet skal være single-ended (ubalansert), og vi benytter derfor en foreslått tilpasningskrets fra databladet. Vi måtte dog regne om komponentverdiene til bruk for vår mellomfrekvens (50 MHz), da kretsen i databladet var ment for 280 MHz. Vi regnet altså om induktanser og kapasitanser slik at impedansene ble tilsvarende de i databladet, men for frekvensen 50 MHz.

5.2.8. Filtrering og forsterkning av mellomfrekvens

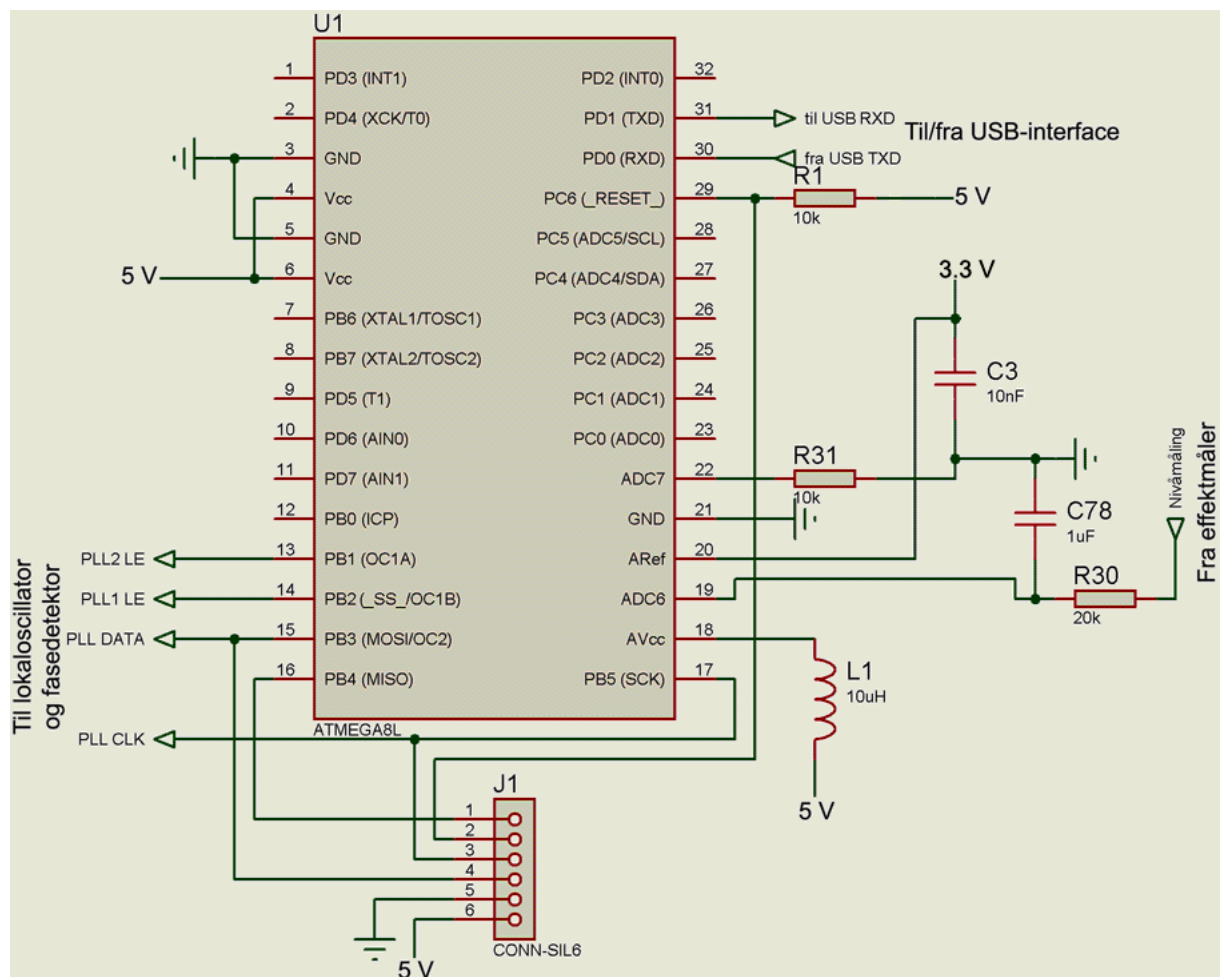


Figur 21: Implementering av mellomfrekvensfilter og ERA-8SM

Filtrering av mellomfrekvens har vi gjort helt enkelt med en kondensator. ERA-8SM har 50Ω inngangsmotstand, og med 51 pF i parallell vil vi da få en grensefrekvens på 61.2 MHz .

For forsterkeren valgte vi 5 V drivspenning. Vi måtte da sette en motstand i serie med drivspenningen for å få den ned til riktig nivå. I databladet var det angitt hvor stor denne må være for $7 - 20 \text{ V}$ drivspenning, men ikke 5 V . Vi måtte dermed finne den ved hjelp av lineær approksimasjon, og kom da frem til ca. 33Ω . Det er også nødvendig med en spole for å sperre for signalet ut til drivspenning, en såkalt HF-choke.

5.2.9. Mikrokontrolleren



Figur 22: Implementering av mikrokontroller

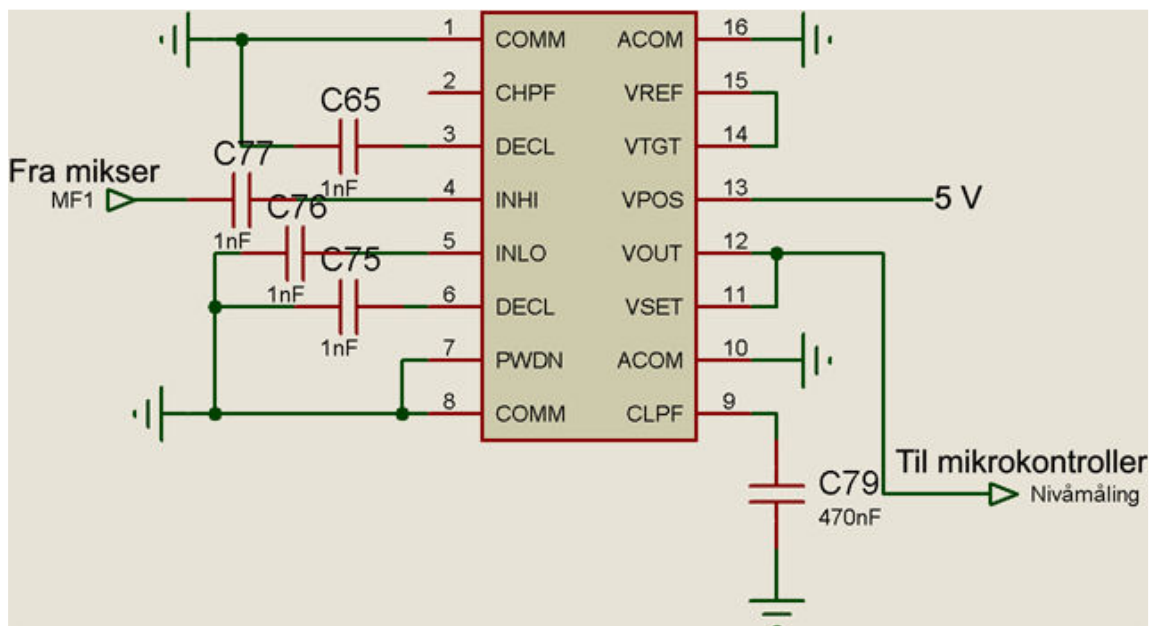
Vi har valgt å bruke 5 V drivspenning, og benytte den interne RC-oscillatoren som systemklokke (1 MHz). Alle ubrukte pinner tenkte vi å la stå utilkoblet. Ifølge datablad bør en enten sette "svevende" pinner som utganger, eller enable intern pull-up for å forhindre unødvendig store strømtrekk, særlig hvis man benytter "sovmodus". Vi valgte å legge noen dedikerte ADC-inganger til jord da vi ikke var helt sikre på om det var lurt å la de sveve; det var nemlig ikke mulig å sette de som utgang, eller å enable noen intern pull-up.

SPI-grensesnitt

Vi trenger en kontakt for å få programmert mikrokontrolleren via SPI. Det er vanlig med konnektorer av typen DIL-6, men vi valgte en SIL-6 da det var den greieste måten å få plass til ledningsbanene på et tolags kort. Siden vi måtte benytte dette på testkortet for demodulatoren, så vi egentlig ingen grunn til å benytte noe annet på selve radioen.

Lokalscillator (PLL1) og fasedetektor (PLL2) er begge tilkoblet de samme pinnene for utlesning og utklokking av data, men forskjellige pinner for aktivering. Ellers ville vi lastet de samme data inn i begge disse, og ikke fått de til å fungere som ønsket.

5.2.10. Effektmåler



Figur 23: Implementering av effektmåler

Effektmåleren koblet vi ganske enkelt opp etter et kretsskjema i datablad, som var anbefalt ved single-ended signaluttak. Vi har ikke brydd oss veldig om tilpasninger da frekvensen er såpass lav (45 - 55 MHz) og vi planlegger å sette komponentene ganske tett. Signalet ut fra effektmåleren går videre til samplefilter og ADC på mikrokontrolleren.

5.2.11. Samplefilter og referansespenning til ADC

Samplefilteret henger sammen med valgt samplefrekvens. Siden signalnivået ikke vil forandre seg veldig kjapt, ser vi ingen grunn til å kjøre høyere samplefrekvens enn den laveste som er mulig med mikrokontrolleren, det vil si 7812 Hz. For enkelhets skyld velger vi 8 bits oppløsning.

Vi velger da å benytte et 1. ordens RC-filter med 8 Hz knekkfrekvens. Med dette filteret vil vi ved Nyquist-frekvensen (halv samplefrekvens) ha en demping på,

$$20 * \log\left(\frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{7812\text{Hz}}{2 * 8\text{Hz}}\right)^2}}\right) = 53.77\text{dB}.$$

For 8 bit vil kvantiseringsstøyen i beste fall gi et S/N forhold på $(8 * 6.02 + 1.76)$ dB = 49.92 dB. Eventuell aliasing burde altså ligge godt gjemt i kvantiseringsstøyen med dette filteret.

Referansespenningen til mikrokontrollerens ADC henger sammen med det maksimale nivået vi forventer å måle. Siden vi måler på mikserens utgang, ligger begrensningen i dennes maksimale utgangsnivå, sammen med utgangskarakteristikken til effektmåleren.

Vi finner i databladet at ved -4.6 dBm inngangssignal til effektmåleren, gir denne ut litt over 3 V. Den interne spenningsreferansen i ATmega88 er 1.1 V, så vi må lage til en egen spenningsreferanse. For enkelhets skyld benytter vi like gjerne 3.3 V-spenningsregulatoren til dette, avkoblet med en kondensator.

For å gjøre kretsskjemaene i rapporten litt mer oversiktlige har vi tatt bort disse avkoplingskondensatorene og ferrittfiltrene. De er dog med i de komplette kretsskjemaene i vedleggene B og C.

6. USB-grensesnitt

FFI ønsket å oppgradere fra gamle RS232 til USB-grensesnitt mellom radioen og PC, ikke for overføringshastighetens skyld, men fordi førstnevnte sjeldent er inkludert i nyere datamaskiner. Det eneste som skal gå via USB er programmering av mottaksfrekvens og nivåmålinger, ikke demodulerte data.

Vi valgte å ikke prøve ut denne kretsen da vi ville konsentrere oss om demodulatoren, og ikke så noe stort poeng i å "bruke opp" komponentene på å kun prøve ut USB-kommunikasjon. Hadde vi derimot laget en prototyp av mottakerdelen, ville dette vært mer interessant.

6.1. Valg av komponenter

6.1.1. FT232BL

FTDI 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 24: FT232BM USB-til-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

6.1.2. Mini USB type B konnektor

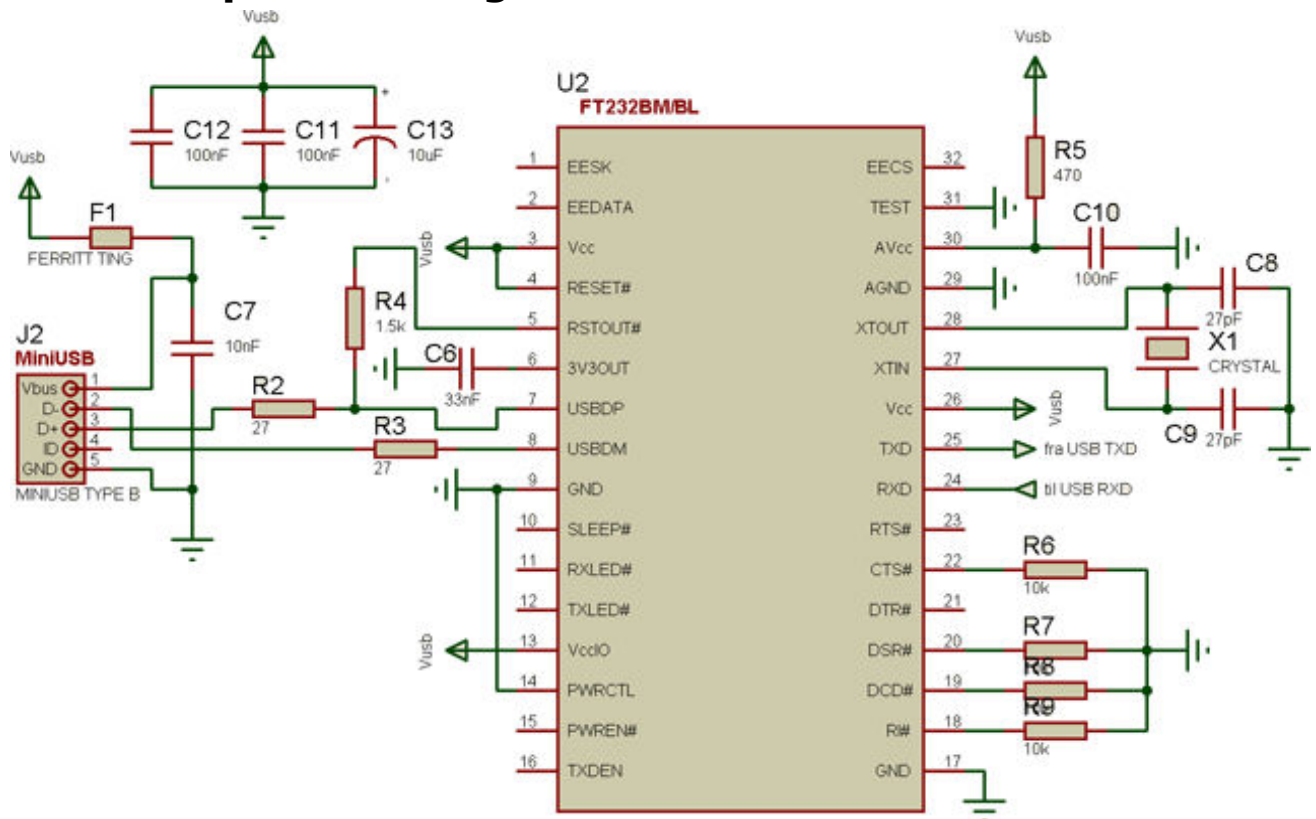
For bruk sammen med FT232BL valgte vi en konnektor av type Mini USB, type B. De eneste begrunnelsene vi har for dette var at konnektoren var liten og overflatemonterbar, samt at den ifølge vår erfaring er den mest brukte. Mini USB type A-konnektoren var tilsynelatende ment for enheter som skulle være vert i et USB-”nett”.



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

Figur 25: Mini USB type B konnektor

6.2. Implementering



Figur 26: Implementering av USB-chip

6.2.1. USB-chip

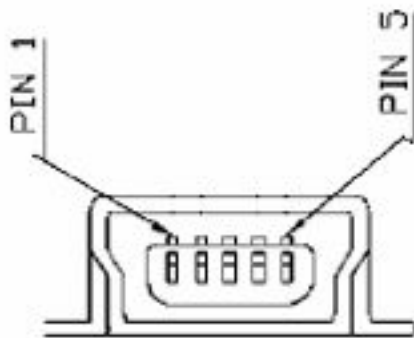
I databladet var det angitt et eksempel for hvordan man skulle koble når kretsen skulle få drivspenning fra USB-verten, og det var da dette vi fulgte; en har tross alt ikke behov for USB-støtte når radioen ikke er tilkoblet noen USB-port.

Alt av ubrukte utganger har vi latt stå utilkoblet, mens de innganger som det ikke sto spesifikt at kunne tillates å "sveve" har vi lagt til jord gjennom 10 kΩ motstander. TXD på FT232 går til RXD på enheten man ønsker tilkoblet, og vice versa. EESK, EECS og EEDATA er ment for EEPROM, dersom en ønsker at FT232 skal gi et serienummer som del av sin USB-descriptor. Så vidt vi kunne skjønne, var ikke dette nødvendig i vårt tilfelle.

Som nevnt måtte kretsen også ha et referansekrystall med resonansfrekvens 6 MHz. Vi valgte da et standard, overflatemontert krystall. Dette kunne vi enkelt bestille fra Elfa.

6.2.2. USB-konnektoren

Når det gjelder pinnekonfigurasjonen til selve USB-konnektoren, ser den slik ut, sett forfra:



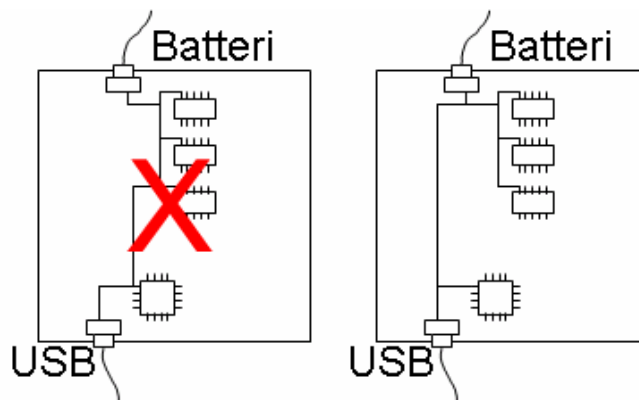
Pinne	Funksjon
1	V _{BUS} (4.4 - 5.25 V)
2	Data-
3	Data+
4	ID
5	Jord

Figur 27: Pinnekonfigurasjon til Mini USB type B-konnektor

Vi fant ut at pinne 4, ID, skulle være frakoblet for enheter som ikke skulle være vert, noe vi vil tro stemmer for vår krets.

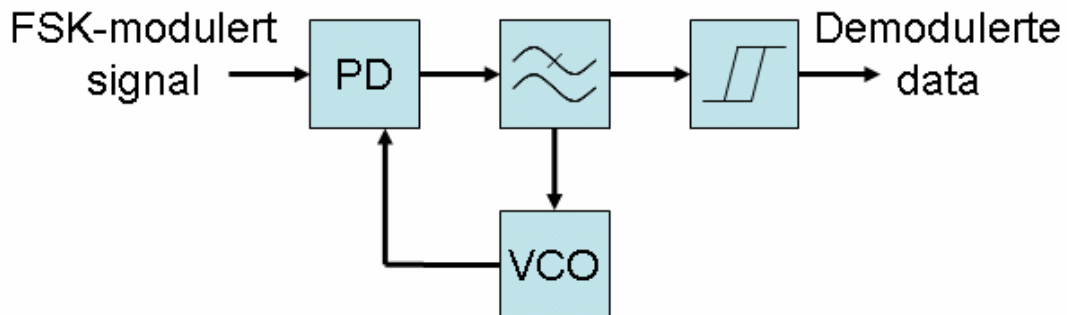
6.2.3. Anbefalt jordingsstrategi

For å unngå at forskjellige jordpotensialer på USB- og batterikontakten skal lage problemer for resten av kretsen, anbefaler vi at den eneste jordforbindelsen mellom denne kretsen og resten av radioen ligger fra USB- til batteri- jord. Dette vil sikre at en eventuell jordstrøm, hvis man f.eks. benytter en batterieliminatør, ikke skaper problemer med jordpotensialet til noen av kretsene.



Figur 28: "Feil" jording til venstre, anbefalt jording til høyre

7. Demodulator



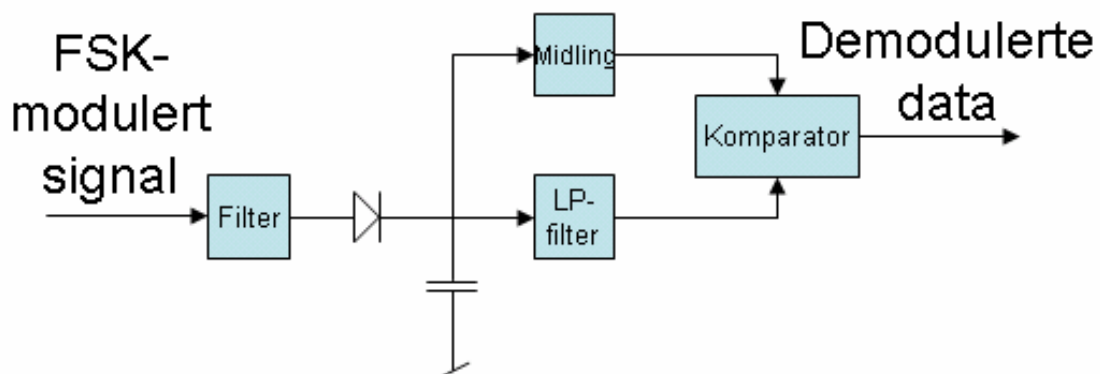
Figur 29: Blokk-skjema for demodulatoren

7.1. Valg av demoduleringsmetode

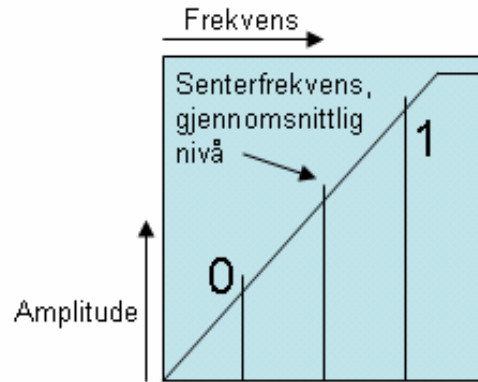
Det er flere forskjellige metoder for demodulasjon av FSK:

- Filter-metoden
- Kvadratur-metoden
- PLL-metoden

Det er egentlig to måter filtermetoder. I den ene metoden trengs bare to filtre. Man påtrykker et FSK-signal som ligger på den skrånende delen av karakteristikken til det ene filteret. Ved så å likerette signalet ut fra dette filteret, og sammenligne det resulterende nivået med det gjennomsnittlige, kan en si om det er 0 eller 1 som overføres. Denne metoden vil dog være følsom for hurtige amplitudevariasjoner, og er avhengig av at signalet ikke holder noen av frekvensene i lengre tid (dvs. lange rekker av 0 eller 1).

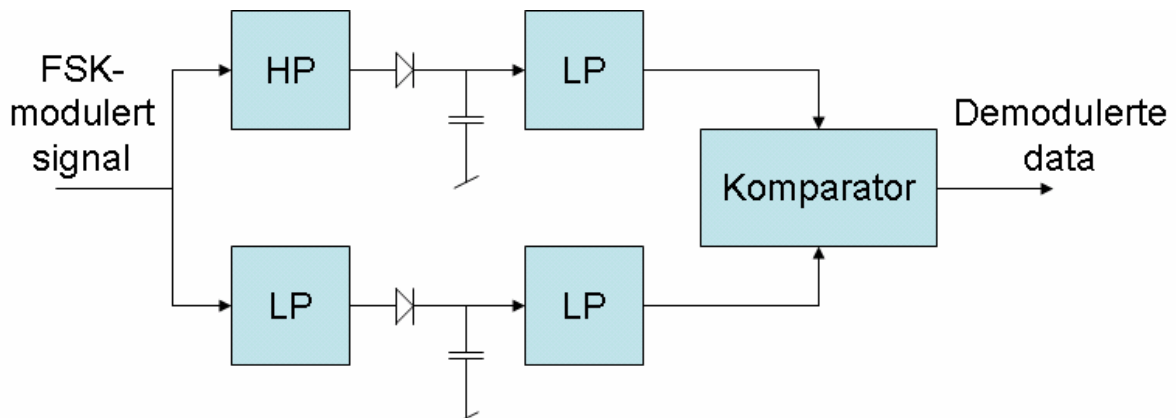


Figur 30: FSK-demodulering ved bruk av filter



Figur 31: Filterets innvirkning på signalnivå

Den andre måten, som er hva en vanligvis forbinder med filter-metoden, går ut på at en filtrerer symbolfrekvensene 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 symbolfrekvenser). I sistnevnte tilfelle kan begge filtrene gjerne ha senterfrekvens som knekkfrekvens.

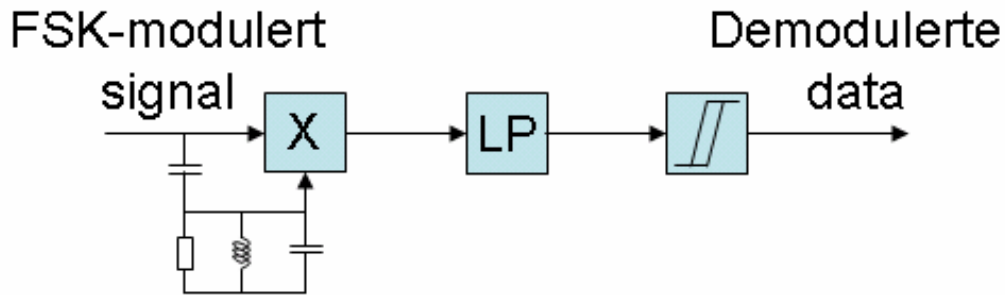


Figur 32: FSK-demodulasjon ved bruk av filtermetoden

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:

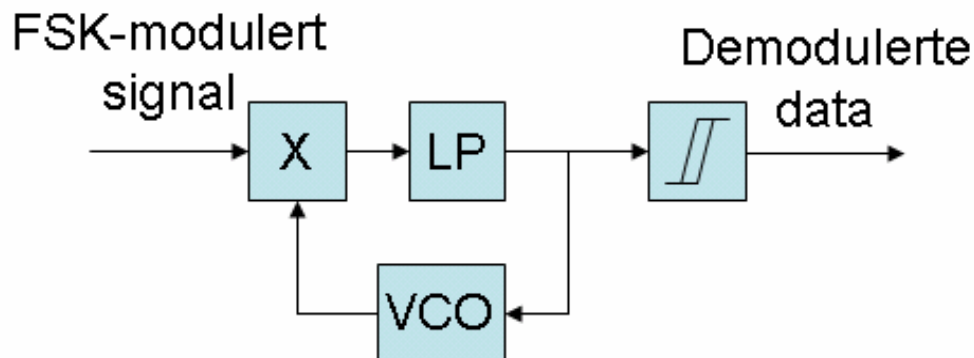
$$U_{UT} = U_0 * \sin(\omega t) * \cos(\omega t + \varphi)$$

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 33: FSK-demodulasjon ved bruk av kvadraturmetoden

PLL-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. Dette er metoden vi valgte, 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 Sundes FSK, som for 10 Mbps tilsvarer 5 MHz og 10 MHz frekvensdeviasjon. Med vår mellomfrekvens vil vi få ca. 5 perioder for hver bit, noe som burde holde.

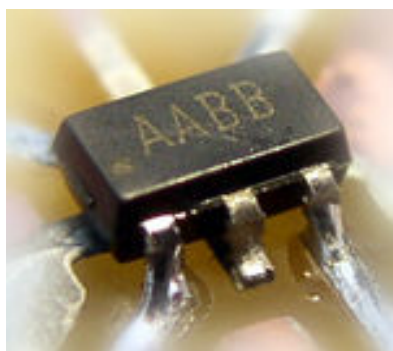


Figur 34: FSK-demodulasjon ved bruk av PLL

7.2. Valg av komponenter

7.2.1. MAX2605 oscillator

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. Databladet var litt vagt, men det så ut til at vi burde få til et 10 MHz bredt frekvensområde ved vår valgte mellomfrekvens, 50 MHz. Det er ikke avgjørende at oscillatoren klarer å henge med ut til "ekstremalfrekvensene", da vi bare trenger å vite om det modulerte signalets frekvens er over eller under senterfrekvensen. Så lenge oscillatoren kan arbeide med et rimelig frekvensområde rundt senterfrekvensen, vil altså dette gå bra. Oscillasjonsfrekvensen bestemmes med eksterne induktanser, da helst med høy Q-verdi.



Figur 35: MAX2605, integrert oscillator

Frekvensområde:	45 - 70 MHz
Signalnivå:	-8 dBm (differensielt) -10 dBm (single-ended)
Tuningområde:	0.4 - 2.4 V
Drivspenning:	2.7 - 5.5 V
Strømtrekk:	1.9 mA

Opprinnelig valgte vi først en annen oscillator, fra Z-Communications, da den ga større signal og hadde mer lineær karakteristik. Vi forsøkte å finne alternative kretser, men kom frem til at vi skulle vente på svar fra distributør. Det tok fem uker før distributøren fikk noe svar fra Z-Communications; de nektet å selge mindre enn 5 enheter, og da til 300,- pr. stk. Vi syntes 1500,- var noe drøyt, og gjorde derfor et siste forsøk på å finne et alternativ. At vi ikke hadde funnet MAX2605 tidligere kan muligens skyldes at Maxim en periode utførte vedlikehold av sine websider. Vi måtte også purre på MAX2605 da Maxim glemte å sende prøver.

7.2.2. ADF4001 frekvensdeler og fasedetektor

Dette er en digital fasedetektor, med en såkalt charge pump-utgang. Charge pump vil si at detektoren gir ut en ladningsmengde som er proporsjonal med fasedifferansen til sløyfefilteret. Vi ønsket en fasedetektor for rundt 50-60 MHz, altså mellomfrekvensen vi hadde valgt, og da helst uten neddeling av frekvensen. Frekvensdeling var ikke ønskelig da vi med vår mellomfrekvens ville fått veldig få perioder per bit, og måtte sannsynligvis redusere bitraten. Med ADF4001 kunne vi tillate en maksimal frekvens på 55 MHz uten neddeling, noe som betydde at vi måtte redusere mellomfrekvensen til 45 MHz (+10 MHz ved Sundes FSK = 55 MHz). Vi bestemte oss da for å prøve dette.



Figur 36: ADF4001 fasedetektor

Frekvensområde:	RF input: 20 - 200 MHz Ref. input: 5 - 104 MHz Fasedetektor: 55 MHz maks.
Sensitivitet:	RF input: -10 - 0 dBm Ref. input: -5 dBm
Tuningområde på charge pump:	0 - V_p V (5 V i vår krets)
Drivspenning:	2.7 - 5.5 V
Strømtrekk:	4.5 mA typisk

7.2.3. 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.



Figur 37: LT1719, høyhastighetskomparator

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

7.2.4. ERA-3 forsterker

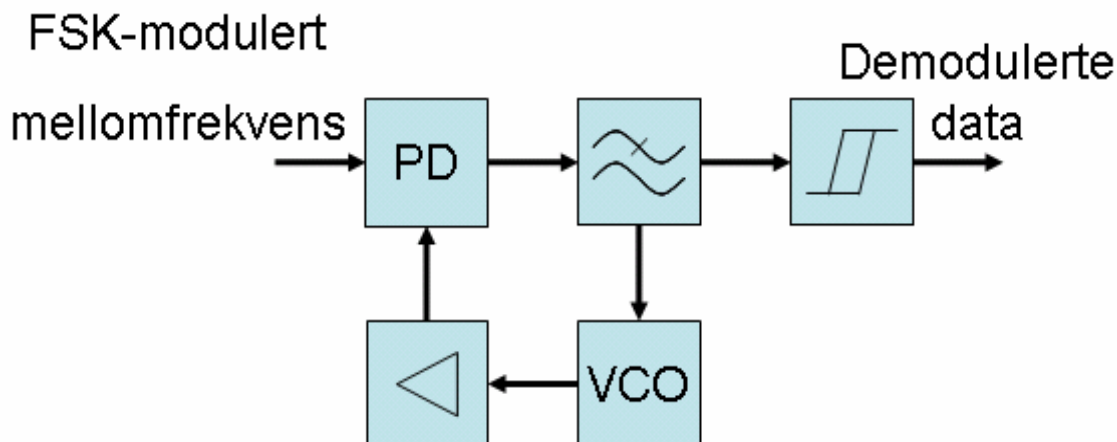
Ifølge databladet var ikke signalet fra MAX2605 sterkt nok til å drive referanseinngangen på ADF4001, og vi måtte derfor inn med en forsterker. Valget falt på ERA-3 fra Mini-Circuits simpelthen fordi vi har de tilgjengelig på Elektrolaboratoriet, de er ganske enkle å koble inn i kretsen samt at de har mer enn nok båndbredde.



Figur 38: ERA3, integrert forsterker

Frekvensområde:	DC - 8 GHz
Gain:	> 22 dB (f < 100 MHz)
Drivspenning:	3.0 - 4.1 V (3.2 V typisk)
Strømtrekk:	35 mA

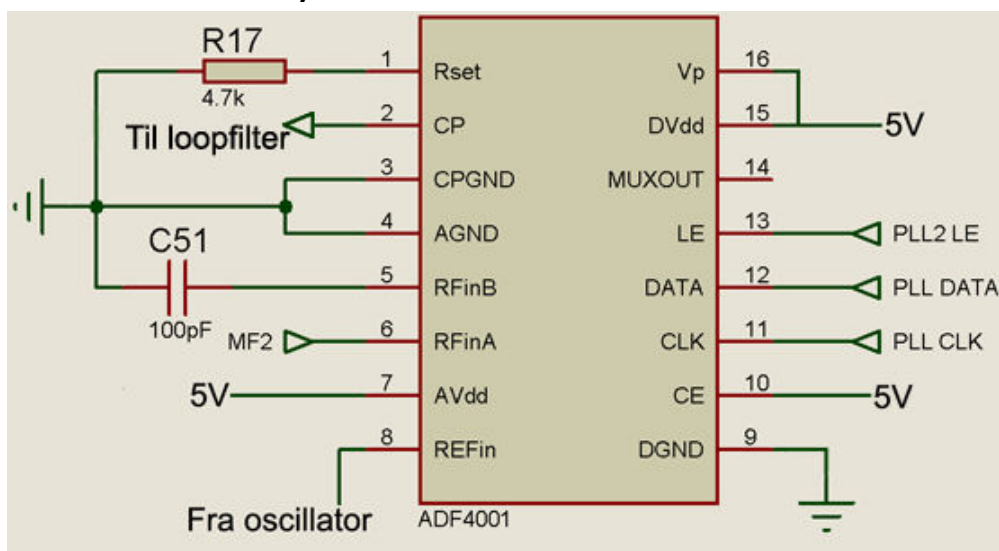
7.3. Implementering



Figur 39: Implementering av demodulator med våre komponenter

For komplett skjema, se vedlegg B.

7.3.1. Fasedetektor, PD



Figur 40: Implementering av fasedetektor

Signalinnganger

For å få størst følsomhet på det nedmiksede signalet vårt, valgte vi å kjøre mellomfrekvens inn på fasedetektorens RF-inngang (i motsetning til referanseinngang). Denne inngangen er balansert, og ifølge databladet måtte vi da avkoble den ene inngangen til jord med en 100 pF kondensator siden vi hadde et "single-ended" inngangssignal.

Fasedetektoren får vanligvis tilbakekoplingen via RF-inngangen, mens den forsøker å låse på referanseinngangen. Vi måtte nå kjøre VCO'en inn på referanseinngangen, noe som betyr at fasedetektorens polaritet må inverteres for at den skal fungere korrekt. Dette kan enkelt ordnes under programmering av fasedetektoren. Programmeringspinnene er forøvrig tilkoblet de samme pinner på ATmega88 som lokalskiltoren. Det eneste unntaket er LE (Load Enable), fordi kretsene jo må programmeres hver for seg.

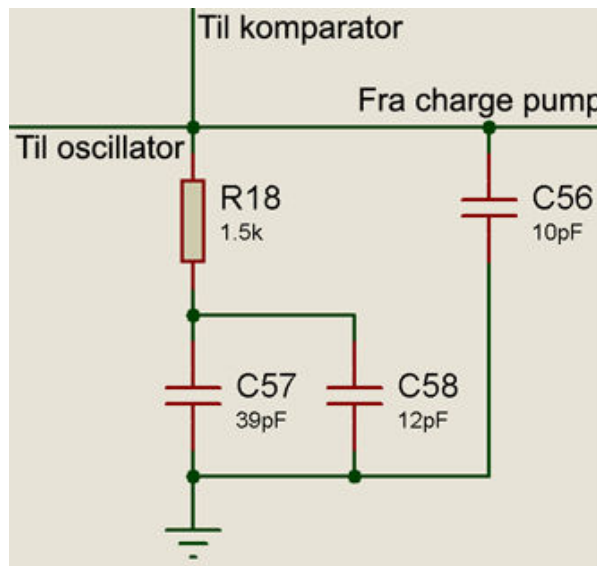
Bestemmelse av R_{SET} og I_{CP}

På fasedetektoren er det en pinne som heter R_{SET} som benyttes for å bestemme den maksimale strøm på charge pump-utgangen, også kalt I_{CP} . I_{CP} kan videre reduseres ved programmering av fasedetektoren. Standardverdi av R_{SET} er 4.7 k Ω , og vi så ingen grunn til å velge noe annet. Loopfilteret avhenger bl.a. av I_{CP} , og en kan derfor prøve seg med forskjellige verdier for å se hva som gir de mest gunstige komponentverdier. Vi valgte å kjøre maksimal strøm, som er 5 mA.

Programmering

Fasedetektoren har tre såkalte latches (registre), hver på 24 biters størrelse, som må programmeres via SPI. I databladet var det angitt tre forskjellige måter å utføre programmeringen på, hvorav "Initialization latch method" så ut til å være passende for oss. En laster først inn "Initialization latch", deretter "Reference counter latch", og til slutt "N counter latch". Fasedetektoren vil først aktiveres etter det siste trinnet. Se vedlegg A for å se hvordan denne ble programmert i testkretsen vår.

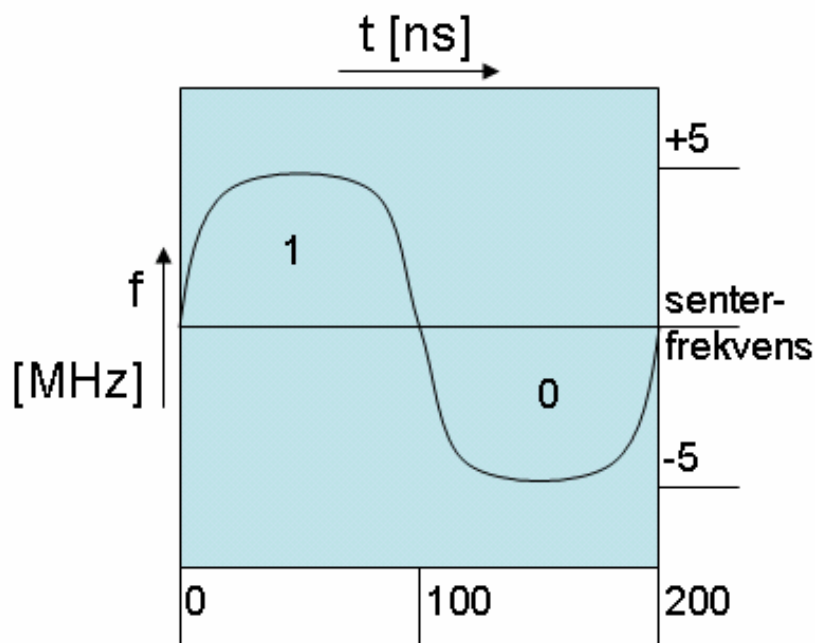
7.3.2. Loopfilter



Figur 41: Implementering av loopfilter

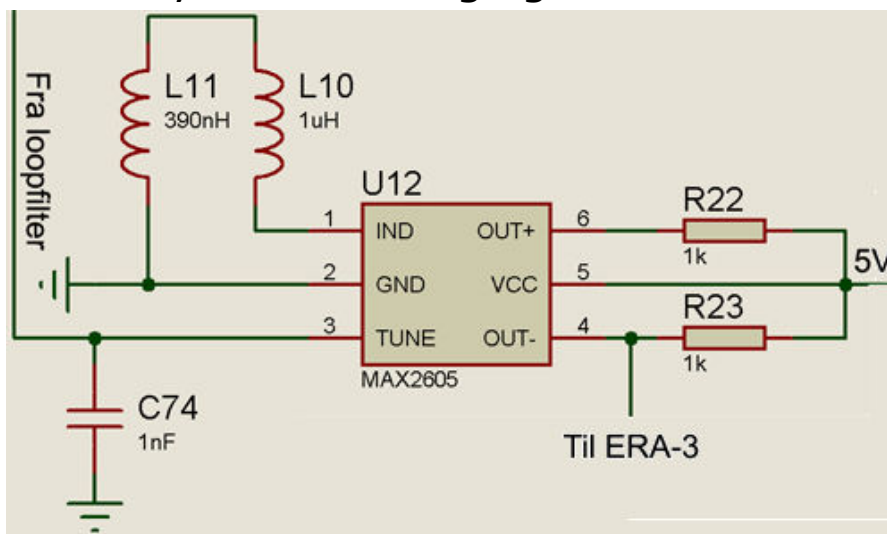
Alle faselåste sløyfer trenger et filter for midling av faseforskjell/tuningspenning. Analog Devices har et eget program for beregning av filtre for deres PLL'er/fasedetektorer: ADIsimPLL. I vårt tilfelle måtte sløyfen tillate et frekvensskifte 10 millioner ganger i sekundet, og vi bestemte oss derfor for å prøve et 1. ordens filter med 5 MHz båndbredde. Årsaken til at båndbredden kan være halvparten av bitraten, er at bitraten blir det dobbelte av modulasjonsraten. Dette er forsøkt illustrert nedenfor.

Andre parametere som trengs for filteret er tuningfølsomheten til VCO, som vi anslo til omtrent 5 MHz/V ut fra en figur i databladet for denne.



Figur 42: Variasjon i signalfrekvens ved Sundes FSK, 10 Mbps. Modulasjonsraten er 5 MHz

7.3.3. Oscillator, induktanser og signaluttak



Figur 43: Implementering av oscillator

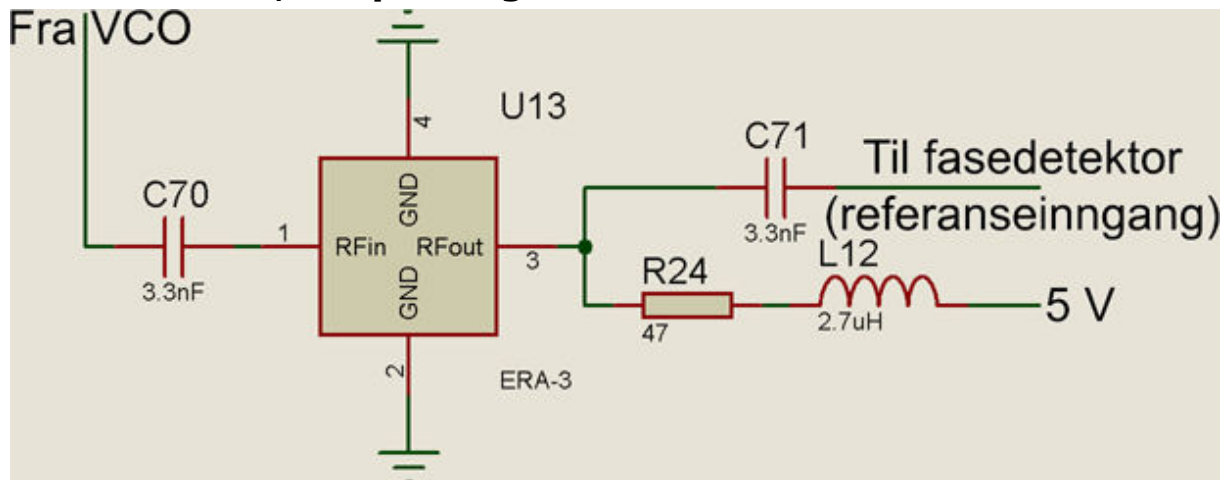
MAX2605 krevde, som tidligere nevnt, eksterne induktanser for å bestemme oscillasjonsfrekvensen. Det var ikke mulig å ut fra databladet skjønne om dette betydde senterfrekvens eller en grensefrekvens. Ut fra diagrammer i databladet fant vi at ca. 1390 nH tilsvarte 50 MHz (senterfrekvens), og ca. 1650 nH tilsvarte 45 MHz (nedre grensefrekvens). Vi tenkte da å prøve oss frem med disse verdiene.

Utgangspinnene trengte pullup-motstander mot drivspenning. Vi benyttet oss av 1 k Ω da dette var anbefalt i databladet. Den trengte også en avkoblingskondensator på minst 820 pF på tuning-inngang for HF.

Som nevnt ga ikke MAX2605 sterkt nok signal (-8 dBm) for å drive fasedetektoren, så vi ville forsterke dette signalet med ERA-3 (22 dB gain). Dette ville da gi oss litt "overskudd av

signalstyrke”, og vi tok oss da den frihet til å ta ut signalet single-ended, bare for å gjøre koblingen enklere for oss. Vi forventet en demping på rundt 6 dB på grunn av dette, noe som betyr at signalet inn til fasedetektor ville være ca. 8 dBm. Sensitiviteten er altså minimum -5 dBm på referanseinngang.

7.3.4. ERA-3, forspenning

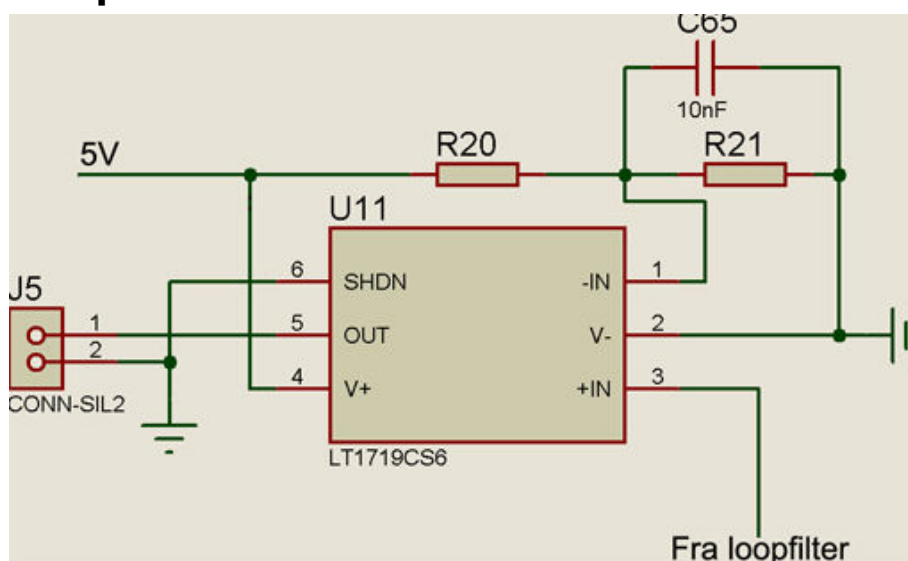


Figur 44: Implementering av ERA-3

Den eneste andre komponenten som måtte ha 3.3 V drivspenning var i vår løsning lokaloscillatoren i RF-delen. For å forhindre at ERA-3 ville forstyrre denne noe særlig, valgte vi å ta drivspenningen fra 5 V, og sette en motstand i serie med denne. I databladet var det angitt motstandsverdier for drivspenninger mellom 7 og 20 V, men ikke for 5V. Vi måtte derfor ty til lineær approksimasjon for å finne hva denne motstanden måtte være, og fant da at den ganske nøyaktig skulle være 47 Ω . I tillegg må en ha en spole i serie med denne resistansen for å forhindre at signalet "slipper ut" i drivspenningen siden forsterkeren tar denne inn på utgangspinnen.

DC-blokkering er nødvendig før inngangen og etter utgangen av denne kretsen.

7.3.5. Komparator

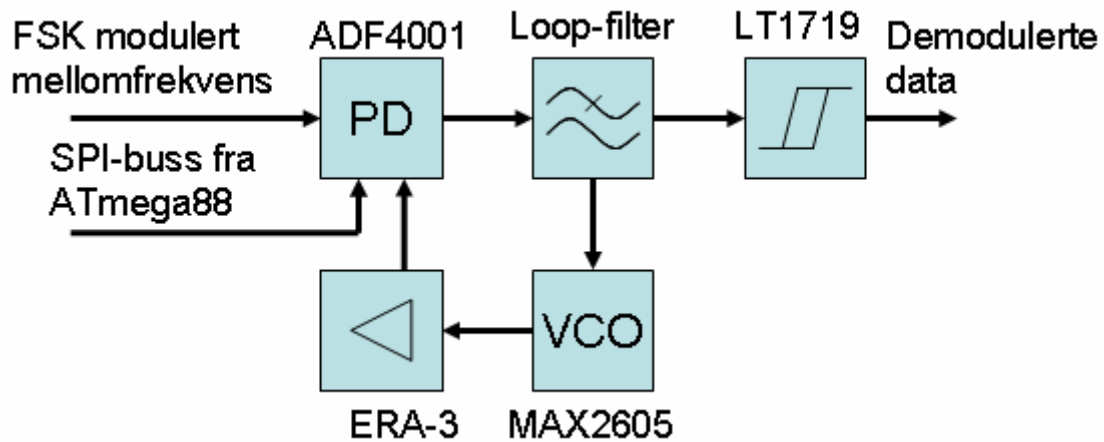


Figur 45: Implementering av komparator

Komparatoren vi hadde valgt kan drives med en enkelt drivspenning, og har en innebygd hysteresis på 10 mV. Vi antok at dette ville være nok til å begrense støyen, men kunne ellers bestemme vår egen hysteresis ved hjelp av et eksternt tilbakekoplingsnettverk.

Det eneste en da behøver er en referansespenning. Denne ville vi vente med å bestemme til vi visste mer om hvordan oscillatoren oppførte seg med tanke på tuningspenningen. Det bør brukes en kondensator for å avkoble eventuell støy fra drivspenningen på referansen.

8. Realisering av demodulator



Figur 46: Blokkskjema av vår testkrets

Vi laget en krets for å teste demodulatorene for seg selv. Kretsen besto altså av demodulatorene, sammen med en mikrokontroller for å få programmert fasedetektoren. Vi ville benytte signalgeneratorene tilgjengelig på HF-laboratoriet for å generere FSK-modulerte mellomfrekvenssignalet som kretsen skulle demodulere.

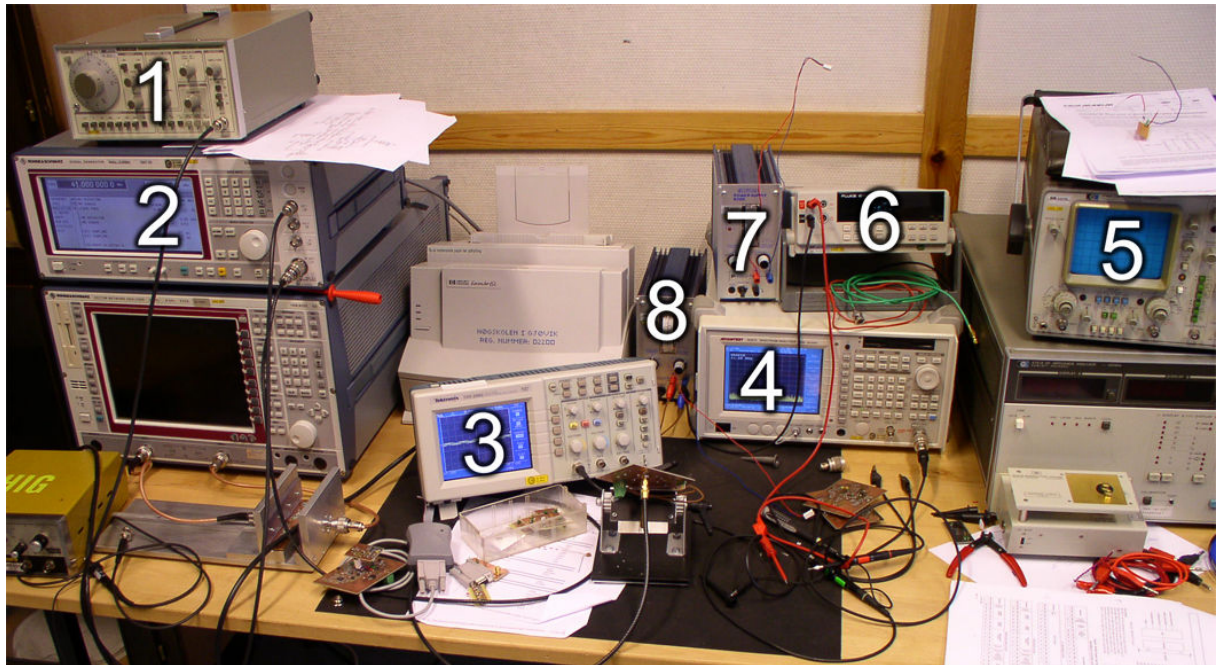
Kretsskjema og utlegg for printkort laget vi med ISIS og ARES i programpakken Proteus. Vi laget et 2-lags printkort, som vi etset på vårt eget elektrolaboratorium. Kortene ble etter lodding vasket med en rensespray, som vi så skylte av med vann. Vi fant etter hvert ut at dette ikke holdt, og måtte da ty til såpe og tannbørste for å få rengjort kortene ordentlig.

Kretsskjema og printutlegg er lagt ved i vedlegg C.

Programkode og dokumentert oppsett av SPI-grensesnitt samt fasedetektor er lagt ved i vedlegg A.

9. Testing

9.1. Testoppsett



Figur 47: Testoppsett

Testing ble foretatt med disse instrumentene:

#	Merke og modell	Type og bruksområde
1	Leader LFG-1300S	Funksjonsgenerator, brukt til å modulere #2.
2	Rohde & Schwarz SMT03	Signalgenerator, brukt for å simulere modulert signal inn til demodulatoren.
3	Tektronix TDS2002	Oscilloskop (60 MHz båndbredde), brukt til å studere tuningspenninger og signaler.
4	Advantest R3273	Spektrumanalysator, brukt til å måle frekvensspekteret til oscillatorer.
5	Hewlett Packard 1740A	Oscilloskop (100 MHz båndbredde), brukt til å studere tuningspenninger og signaler.
6	Fluke 45	Multimeter, brukt til å måle likespenninger og motstander.
7	Oltronix B200	Strømforsyning, brukt til å styre tuningspenning på oscillatorer under testing av disse.
8	Oltronix B200	Strømforsyning, brukt til å drive hele testkretsen.

Tabell 3: Oversikt over benyttet testutstyr.

9.2. Testprosedyre

9.2.1. Likespenninger

Det første vi vil sjekke er forspenninger, drivspenning og jord på de individuelle IC'ene; fasedetektor, oscillator, forsterker og mikrokontroller.

Måling av drivspenninger er ganske enkelt da alle enheter skal ha 5 V, med unntak av ERA-3 som skal ha rundt 3.2 V.

Når det gjelder forspenninger, har vi følgende å gå etter:

- Fasedetektoren skal ha rundt 2.5 V på referanseinngangen (oscillator) og ca. 1.8 V på RF-inngangene (signalgenerator).
- Uten noe signal på RF-inngangen skal spenningen over loopfilteret være 0 V.
- Oscillatoren skal ha en likespenning på litt under 5 V på begge de to utgangspinnene.
- Mikrokontrollerens Load Enable-pinne skal ligge konstant høy litt etter at kretsen er skrudd på.

9.2.2. Låsing av faste frekvenser

Det neste vi vil undersøke er om den faselåste sløyfen klarer å låse på signaler med fast frekvens. Dette gjøres ved å:

1. koble signalgeneratoren (Rohde & Schwarz SMT03) til SMA-pluggen på demodulatorkortet
2. sette frekvensen på generatoren i området 45 - 55 MHz, og nivået til f.eks. 0 dBm for å være sikker på at vi er over det nedre sensitivitetsnivået til inngangen på demodulatoren
3. undersøke utgangssignalet fra oscillatoren på demodulatoren med frekvensanalysatoren (Advantest R3273); dersom oscillatoren gir samme frekvens som vi har satt på signalgeneratoren, kan vi anta at den faselåste sløyfen fungerer
4. variere frekvensen på signalgeneratoren, og undersøke om demodulatoren klarer å låse på alle frekvenser i det ønskede området

Dersom oscillatoren i demodulatoren ikke gir samme frekvens som generatorsignalet, kan det tyde på at:

- frekvensen ligger utenfor oscillatorens område
- fasedetektoren oppfatter ikke signalene fra signalgenerator og/eller oscillator
- fasedetektor er feilprogrammert, eller ikke programmert i det hele tatt
- oscillatoren oppfatter ikke tuningspenningen

Det første tilfellet kan undersøkes ved å endre frekvensen på signalgeneratoren, og prøve å legge denne over og/eller under den frekvensen som oscillatoren sto på. Forutsatt at den faselåste sløyfen fungerer, vil oscillatoren følge etter. På denne måten kan man også kartlegge oscillatorens frekvensområde.

Det andre tilfellet kan undersøkes ved å omprogrammere fasedetektorens MUXOUT-utgang. Dette er en utgang hvor fasedetektoren blant annet kan gi ut pulsene fra de interne frekvensdelerne. Siden vi ikke deler ned noen frekvenser vil disse pulsene ha samme frekvens som generatorsignalet eller oscillatoren, avhengig av hvilken teller vi leser av. Dersom MUXOUT er "død", oppfattes altså ikke noe signal fra valgt inngang. Dette kan skyldes at signalet er for svakt på grunn av dårlig kontakt, eller kortslutning, at inngangen ikke har riktig spenningsforskyvning eller at fasedetektoren er defekt.

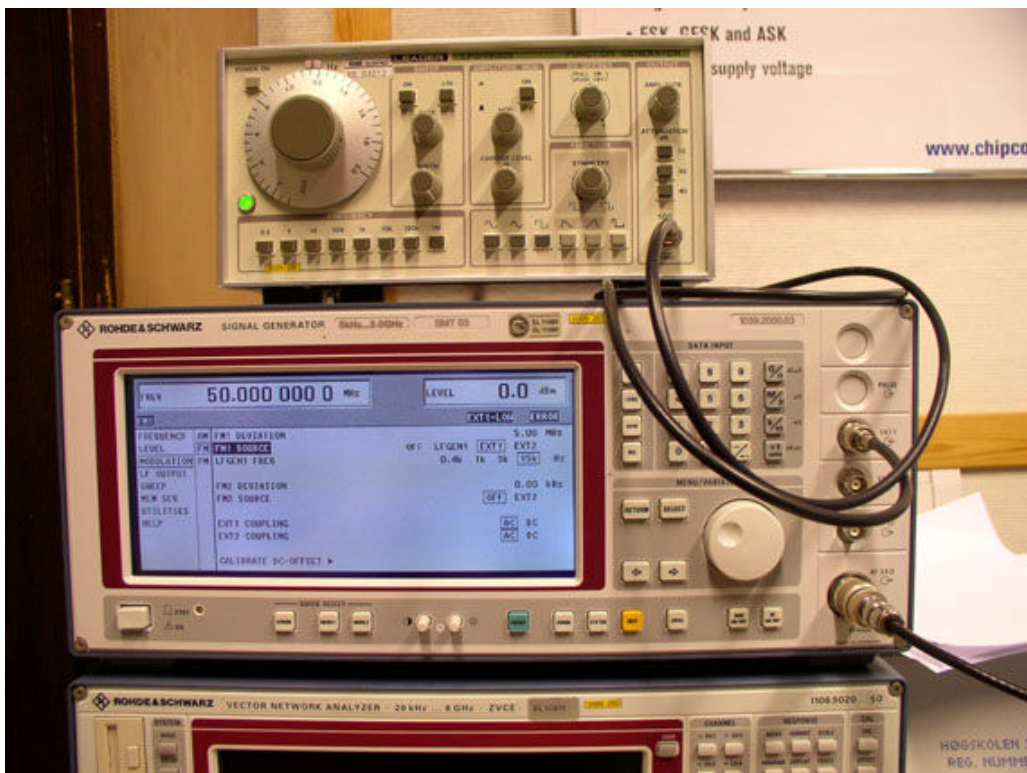
Det tredje tilfellet er antageligvis det vanskeligste å sjekke. Programmeringsproblemer kan oppstå dersom det er noe galt med mikrokontrolleren, programmet til denne er feil, feil data overføres, eller dersom enten fasedetektor eller mikrokontroller er defekte. Dersom en måler på pinnene til SPI-grensesnittet mellom de kan en se om noe skjer idet demodulatoren slås på. Hvis ingenting skjer, må en sjekke at det ikke er noen kortslutning av signalene og at mikrokontrolleren er

programmert korrekt. Dersom alt ser ut til å være ok, er det sannsynlig at en av komponentene er defekte.

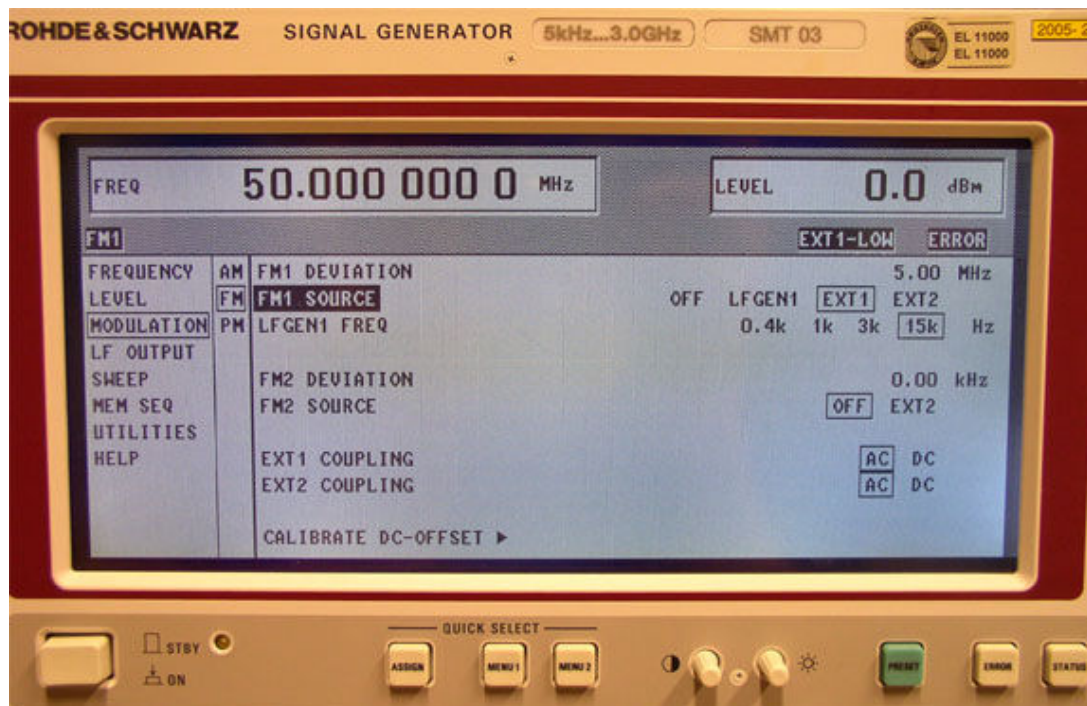
I det siste tilfellet bør en først sjekke tuningspenningen til oscillator (spenning over loop-filter), og om denne varierer med generatorsignalet frekvens i det hele tatt. Dersom denne er konstant 0 V kan det tyde på en kortslutning, dårlig kontakt mot charge pump-utgangen fra fasedetektoren, at signalgeneratoren er altfor lav i frekvens, eller at fasedetektoren rett og slett ikke oppfatter signalgeneratoren. Dersom tuningspenningen er konstant 5 V kan det tyde på at oscillatoren er altfor lav i frekvens, eller at den rett og slett ikke oppfattes av fasedetektoren.

9.2.3. Følging av modulert signal

Etter å ha verifisert at den faselåste sløyfen klarer å låse på faste frekvenser, vil vi undersøke hvor stor modulasjonsrate den takler. Dette vil vi gjøre ved å modulere signalgeneratoren, Rohde & Schwarz SMT03, med en annen generator, Leader LFG-1300S, heretter kalt LF-generatoren. Man kobler da altså LF-generatoren inn på EXT1-inngangen på signalgenerator, og går inn i modulasjonsmenyen på denne.



Figur 48: Sammenkobling av generatører



Figur 49: Oppsett av modulasjon på SMT03

Som vist på bildet over, må man sette en frekvensdeviasjon, og deretter sette modulasjonskilden til EXT1. Senterfrekvens bør settes til 50 MHz da dette er hva vi har tenkt som senterfrekvens for oscillatorens område.

For å korrekt simulere MSK og Sundes FSK skal frekvensdeviasjonen strengt tatt bestemmes ut fra hvilken bitrate man simulerer. Men for enkelhets skyld, og for å sikre at demodulatoren får store nok faseforskjeller å "henge med på", vil vi sette denne til 5 MHz. Vi kan senere redusere denne for å finne om demodulatoren fungerer bra ved lavere bitrater også når den får "korrekte signaler".

5 MHz frekvensdeviasjon vil si at frekvensen varierer ± 5 MHz fra den valgte senterfrekvensen. Dette forutsetter dog at signalet fra LF-generatoren er stort nok: På bildet over er det en feilmelding som sier "EXT1-LOW", og dette betyr da at amplituden til LF-generatoren må skrues opp. Likeledes vil signalgeneratoren si fra dersom modulatorsignalet har for stor amplitude.

Det neste som må gjøres er å sette LF-generatoren til å gi firkantpulser med 50% duty cycle, og koble et oscilloskop til tuningspenningen (loop-filteret) i demodulatoren. Man kan så begynne å justere frekvensen på LF-generatoren oppover mens man følger med på tuningspenningen.

Bølgeformen til tuningspenningen skal nå ideelt sett være lik bølgeformen som kommer fra LF-generatoren, men vil dog begrenses av loop-filteret samt mulige filtervirkninger i signalgeneratoren. Dersom oscillatoren har riktig frekvensområde i forhold til innstilt senterfrekvens (50 MHz), skal tuningspenningen pendle rundt 2.5 V.

Man justerer så LF-generatorens frekvens oppover inntil tuningspenningen ikke lenger samsvarer med signalet fra denne. Det er dog sannsynlig at denne maksimale modulasjonsraten vil ligge utenfor frekvensområdet til LF-generatoren vår da den har en maksimal frekvens på 2 MHz. Dette tilsvarer da 4 Mbps.

9.3. Testing av demodulator

Vi hadde en rekke problemer med demodulatorkretsen før vi fikk noe som helst "liv" i den.

En av hovedsynderne viste seg å være flussmidlet vi hadde brukt; det ledet godt, og satt godt fast. Vi hadde skylt av med vann og en rensespray vi fant på elektrolaboratoriet, men fant ut at håndsåpe virket mye bedre. Uheldigvis tok det en stund før vi oppdaget at dette var årsaken til mange av våre problemer.. Hovedsymptomet var at forspenninger ikke stemte, noe som førte til at vi ikke klarte å trigge tellerne i fasedetektoren, samt at oscillatorene våre enten ikke ville oscillere, oscillerte ved feil frekvens, eller hadde veldig lite frekvensområde.

9.3.1. L78M05 5 V spenningsregulator

Vi ville undersøke hvor lav batterispennning vi kunne klare oss med, og likevel få ca. 5 V ut fra denne regulatoren. Dette kan være fint å undersøke da det muligens finnes standardbatterier som passer kretsen.

Vi fant at L78M05, i testkretsen vår, trenger minst 6.60 V innspenning før utspenningen stabiliserer seg på 4.99 V. Når vi økte innspenningen opp til 12 V, lå utspenningen helt stabil.

9.3.2. MAX2605 integrert oscillator

Allerede mens vi etset den første prototypen, så vi at vi hadde oversett noe viktig, og det var at avkoplingskondensatoren som var påkrevd på oscillatorens tuning-inngang ville "ødelegge" loop-filteret og minske båndbredden. Årsaken til dette er at avkoplingskondensatoren er 1 nF og dermed 100 ganger større enn den ene kondensatoren (integratoren) i loop-filteret.

Problemet med loop-filteret kunne antageligvis løses med et aktivt filter. Vi hadde ikke tilgjengelig noen operasjonsforsterkere med stor nok båndbredde, og forsøkte derfor å løse det ved hjelp av en emitterkobling; dette er en enkel transistorkobling som har forsterkning tilnærmet lik 1, stor inngangsmotstand og lav utgangsmotstand. Poenget er at dette skal virke som et buffer mellom filteret og avkoplingskondensatoren.

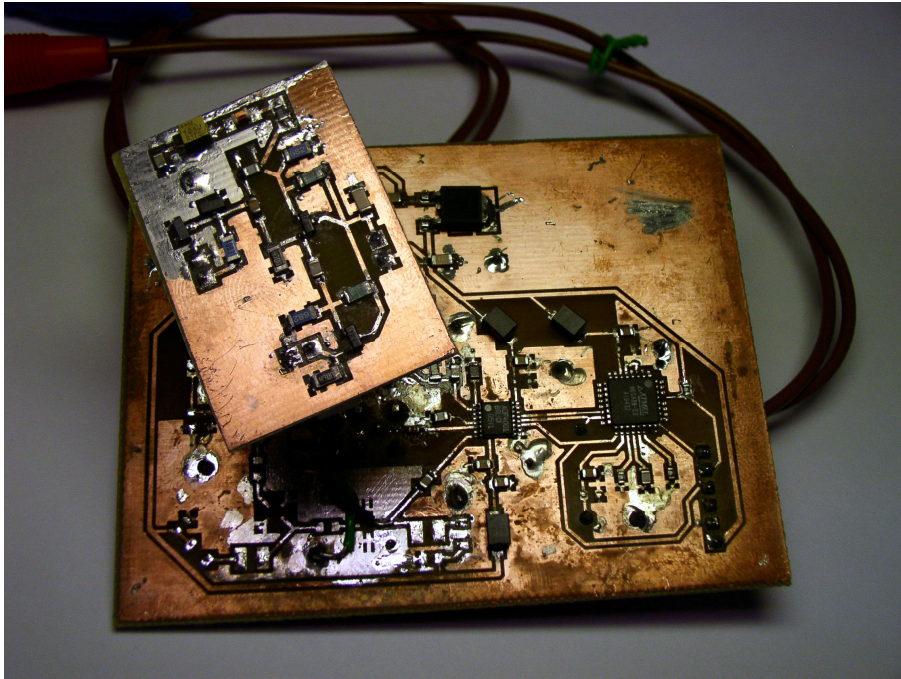
Transistoren krever dog en emittermotstand, som da blir stående i parallell med avkoplingskondensatoren på oscillatorens tuning-inngang. For at disse ikke skal danne et filter med lavere knekkfrekvens enn loopfilteret, må denne emittermotstanden ikke være større enn 33Ω . Avhengig av transistorens strømforsterkningsfaktor kan denne koblingen da forårsake at det trekkes relativt stor strøm ut fra loop-filteret, noe som da hele tiden vil trekke tuningspenningen ned. Man kan eventuelt prøve med en Darlingtonkobling dersom dette er et problem. En annen ulempe med emitterkoblingen er at man vil miste minst 0.6 V av tuning-området.

Det viste seg dog at MAX2605 ga et altfor svakt signal, rundt - 30 dBm. Dette er 20 dB dempet i forhold til det som er angitt i databladet! Det var allerede én ERA-3 i kretsen, som gir rundt 20 dB forsterkning, så vi forsøkte å koble inn en til da vi ikke hadde noen andre egnede forsterkere tilgjengelig. Dette resulterte i oscillasjoner rundt 2.4 GHz, og skapte bare problemer. Vi valgte da å lage vår egen VCO. Informasjon om denne er i vedlegg D.

Med 1.7 μH induktans, målte vi et frekvensområde på ca. 38.9 - 52.1 MHz over et tuningområde på 0 - 5 V.

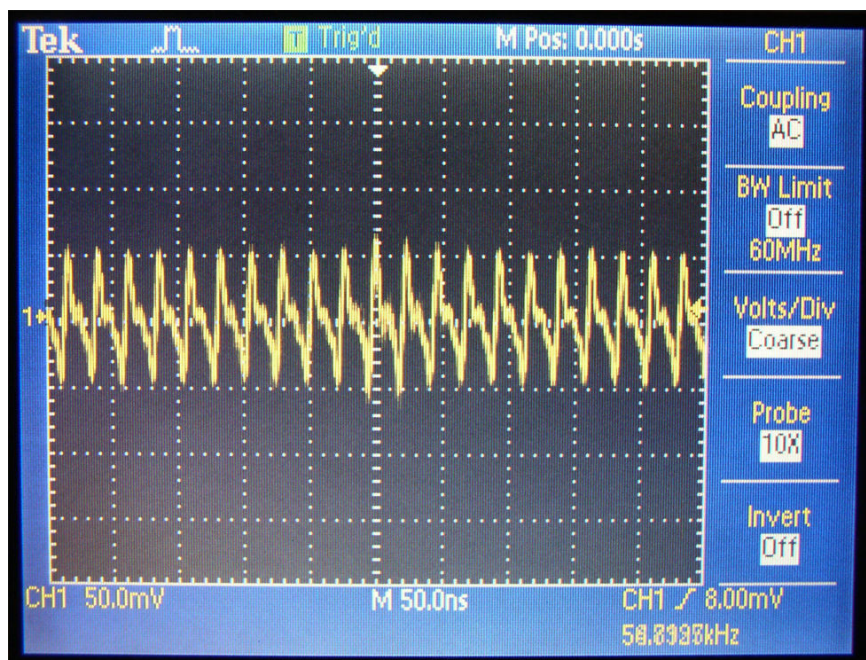
9.3.3. ADF4001 fasedetektor

Det var først etter å ha laget vår egen VCO og vasket begge kortene med såpe at vi fikk liv i denne. Vi koblet oscillatoren inn i kretsen vha. ledninger, noe som ville vært uakseptabelt ved høyere frekvenser, men burde ikke være noe problem ved 50 MHz. Loop-filteret måtte beregnes på nytt med ADIsimPLL da VCO'en vår hadde forskjellig tuning-gain fra MAX2605.

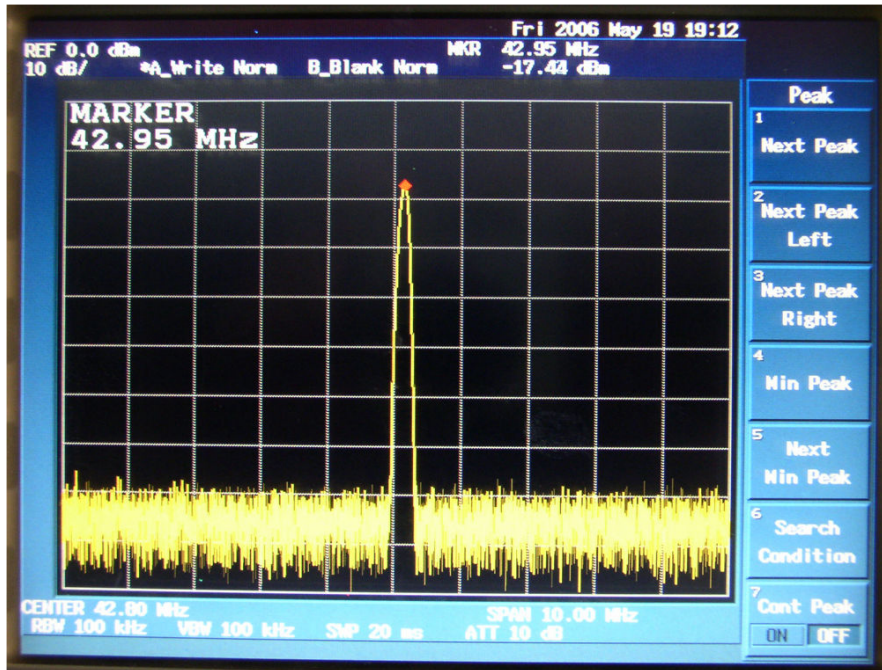


Figur 50: Fasedetektor påmontert vår VCO

Helt fra begynnelsen av hadde vi problemer med at den faselåste sløyfen slett ikke klarte å låse, dvs. gi noenlunde konstant tuningspenning til VCO. Kun ved noen frekvenser klarte den å låse, og disse var da nær ytterkantene av VCO'ens frekvensområde.

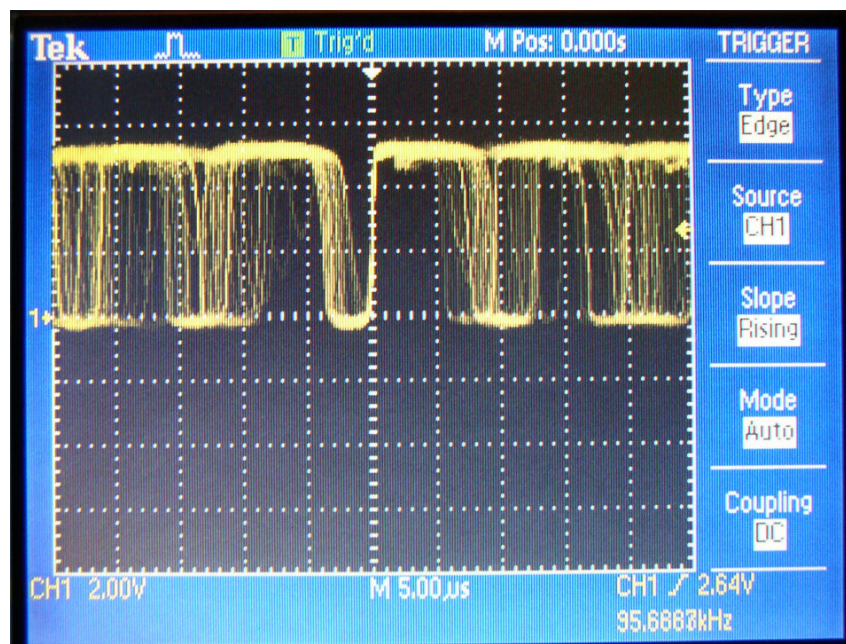


Figur 51: Tuningspenning ved låsning; rippel er 100 mV topp-til-topp



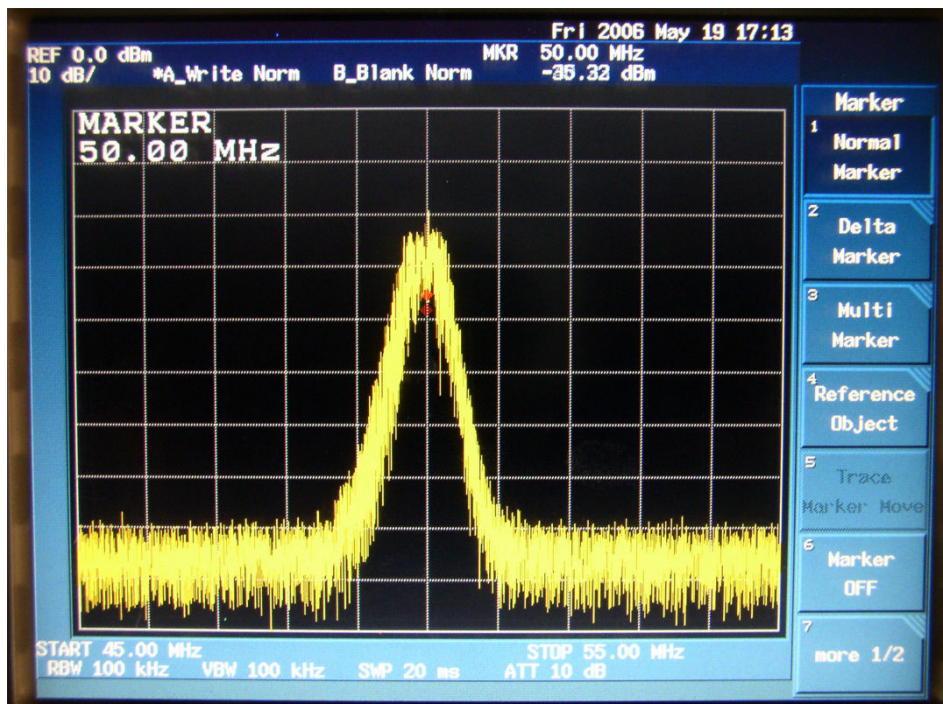
Figur 52: Frekvensspekter fra oscillator ved låsning

For alle andre frekvenser så tuningspenningen ut som den var ujevnt pulsbreddemodulert, med en pulsrepetisjonsfrekvens på 50 - 200 kHz og 5 V amplitude. Det var ikke åpenbart hvordan disse frekvensene kunne oppstå.



Figur 53: Tuningspenning (DC-koblet) med 50 MHz fra signalgenerator og 5 MHz loopfilter

En frekvensanalyse av signalet ut fra VCO viste at det lå på riktig frekvens, men med veldig mye støy. Dette tydet altså på at den gjennomsnittlige tuningspenningen stemte. I de tilfeller hvor den faselåste sløyfen klarte å låse, var signalet ut fra VCO helt rent og lå på riktig frekvens.



Figur 54: Frekvensanalyse av oscillator med 50 MHz fra signalgenerator og 5 MHz loopfilter

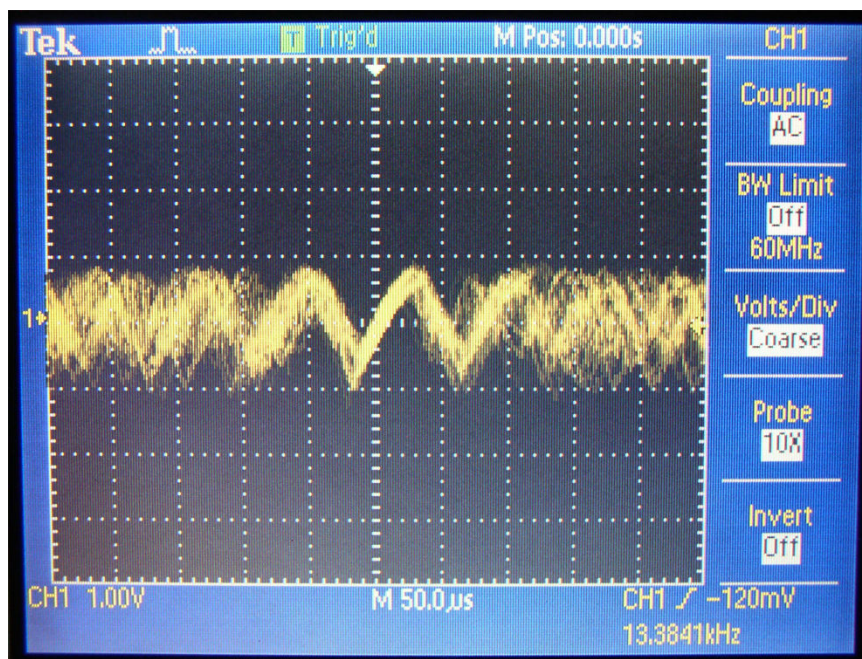
For å verifisere at fasedetektoren fungerte som den skulle, forsøkte vi først å påtrykke kun ett signal om gangen, det vil si enten VCO eller signalgenerator, mens vi målte tuningspenningen inn til VCO.

Når vi koblet ut VCO, spratt tuningspenningen momentant opp til 5 V. Dette er riktig da fasedetektoren vil forsøke å øke frekvensen fra VCO for å redusere faseforskjellen.

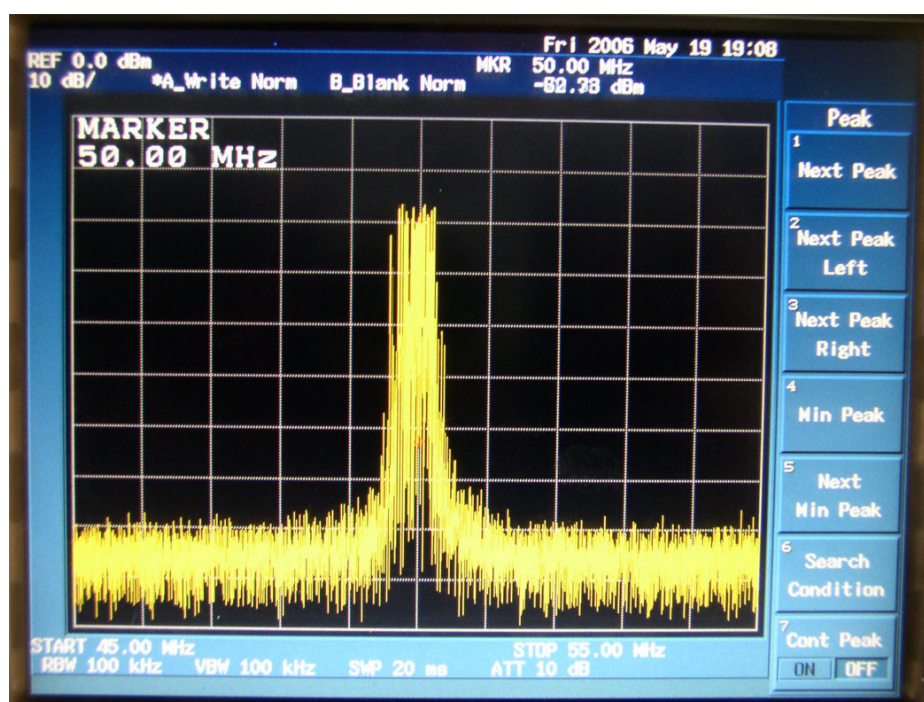
Når vi koblet ut signalgeneratoren, sank tuningspenningen momentant til 0 V. Dette er også riktig da fasedetektoren vil forsøke å minske frekvensen fra VCO av samme grunn som over.

Deretter koblet vi inn begge signalkildene, og programmerte fasedetektoren til å koble pulsene fra de interne tellerne (frekvensneddelerne) ut på MUXOUT-utgangen. Vi fant da at begge signalene ble oppfattet riktig, dvs. vi målte samme pulsrepetisjonsfrekvens der som signalgenerator og VCO ga ut.

Det neste vi forsøkte var å endre loopfilteret. Vi senket båndbredden fra 5 MHz til 100 kHz, og fant at dette ikke bedret situasjonen mye; den faselåste sløyfen klarte fortsatt bare å låse på noen frekvenser, og ellers så tuningspenningen ut som et ujevnt triangelsignal, men nå med lavere frekvens og amplitude enn med 5 MHz båndbredde i loopfilteret. Amplituden varierte litt med frekvensen, men holdt seg rundt 2 - 3 $V_{\text{peak-to-peak}}$. Igjen var det slik at gjennomsnittlig tuningspenning tilsynelatende stemte.



Figur 55: Tuningspenning (AC-komponent) med 50 MHz fra signalgenerator og 100 kHz loopfilter



Figur 56: Frekvensanalyse av oscillator med 50 MHz fra signalgenerator og 100 kHz loopfilter

Vårt siste forsøk var å fjerne integratoren i loopfilteret, dvs. den "enslige" kondensatoren. Tanken var at ustabiliteten kunne skyldes at vi fikk for stor fasegreining som en kombinasjon av loopfilter og mulig filtervirkning i VCO'ens tuning-inngang. Dette hjalp heller ikke..

Vi fant dog ut at sensitivitetsnivået på RF-inngangen var ca. -35 dBm, altså 25 dB lavere enn hva databladet sier. Dette fant vi ut ved å redusere signalstyrken fra signalgeneratoren inntil den faselåste sløyfen begynte å fuske.

10. Diskusjon av testresultater

Kretsen trenger minst 6.6 V batterispenning, hvor da begrensningen ligger i spenningsregulatoren for 5 V. At denne trenger 1.6 V "overskudd" stemmer bra med våre erfaringer; 1.2 - 2 V er vanligvis minimum.

Når det gjelder MAX2605 har vi funnet at 1.7 μH induktans er i overkant av hva man trenger for å få til et frekvensområde opp til 55 MHz. Tuning-gain er også tilsynelatende mindre enn det virker som i databladet, noe som er viktig ved beregning av loop-filteret. Når det gjelder signalstyrken, har vi ingen forklaring på hvorfor vi fikk så stort avvik. Testing av oscillatoren alene resulterte i samme demping (20 dB) i forhold til datablad. Vi har sendt e-mail til Maxim om dette, men hittil ikke fått noe svar.

Den faselåste sløyfen vår er tydelig ustabil. Årsaken til dette er ikke fastlagt, og vi kan ikke forstå dette ut fra våre målinger. Alt fungerer tilsynelatende helt fint hver for seg, men fører til oscillasjoner når det kobles sammen.

11. Konklusjon

Det er mange prosesser man skal igjennom før man har noe som begynner å nærme seg et produkt. Og samtlige av prosessene har, for de som ikke har vært borti de før, uventede problemstillinger. Vi fant tidlig ut at tidsskjemaet vi lagde i begynnelsen ikke var gjennomførbart. Både fordi det tok lengre tid å finne komponenter til den valgte løsningen, og fordi det å komme i kontakt med rett leverandør og få varen levert i enkelte tilfeller tar lengre tid enn forventet.

Når man endelig har alle komponenter og skal sette det sammen finner man raskt ut at det som virker greit i teorien, ofte er litt mer vrient å gjennomføre i praksis. Ting som ikke skal oscillere oscillerer, forventede spenninger og nivåer avviker mer enn datablad tilsier og støy kommer fra steder man ikke finner.

Læringsprosessen i prosjektet har vært uvurderlig. Erfaringene gjort her vil være meget viktige for oss i arbeidslivet, nesten uansett hvor vi havner. Samarbeidet i gruppen og mot veiledere har vært bra. Noen av de viktigste tingene vi har lært underveis er:

- Omsette teori til praksis
- Sammenkobling av kretser og tilpasning utover det som er oppgitt
- Feilsøking på krets
- Design av krets ut fra oppgitte spesifikasjoner
- Gruppearbeid og fordeling av oppgaver
- Kjennskap til praktiske problemstillinger

Ifølge teorien skal demodulatoren fungere. Prinsippet brukes blant annet i FM-demodulasjon. Avhengig av hva vi får som svar fra Maxim angående MAX2605 så vet vi om denne kretsen kan brukes videre eller om det trengs en ny VCO. Eventuelt om man finner en mer egnet forsterker å bruke sammen med de. Det er også mulig at den fasedetektoren vi har brukt rett og slett ikke er egnet til denne type bruk. Byttes fasedetektoren må man og sannsynligvis øke mellomfrekvensen, siden de fleste fasedetektorer ikke tillater å dele frekvensen med 1. Eventuelt kan man bygge en PLL av diskrete komponenter.

12. Benyttet programvare og apparatur

Programvare	Beskrivelse
Proteus 6 Professional	Programpakke for design av kretser og printkort.
AVR Studio 4	Gratis utviklingsmiljø fra Atmel.
WinAVR	Gratis C/C++-kompilator og andre utviklingsverktøy for mikrokontrollere fra Atmel.

Tabell 4: Benyttet programvare

Apparat	Labnummer
Leader LFG-1300s Function Generator (0.2 mHz - 2 MHz)	RE 03012
Rohde & Schwarz SMT 03 Signal Generator (5 kHz - 3 GHz)	EL 11000
HP 1740A Oscilloscope (100 MHz)	SV 05302
Tektronix TDS 2002 Digital Oscilloscope (60 MHz)	EL 5012
Advantest R3273 Spectrum Analyzer (100 Hz - 26.5 GHz)	EL 11007
Fluke 45 Digital Multimeter	RE 02357
Oltronix B200 Power Supply	SV 06019
Oltronix B200 Power Supply	SV 06031

Tabell 5: Benyttet apparatur