



HiST BACHELOROPPGAVE

CanSat

SATELITT I EN COLABOKS

Gruppedeltakere:

Mats Møller BÆREN
Jørgen Moe KVALVAAG
Gauta NILSSON
Joakim André TØNNESEN

Startdato

6 Januar 2009

Veiledere:

Valdemar FINANGER
Stein ØVSTEDAL

Studieretning
ELEKTRONIKK

Prosjektnummer

HPE 0914

Oppdragsgiver
NAROM

*Kontaktperson hos
oppdragsgiver*
Torstein WANG
Jørjan ANTONSEN

24. april 2012

Sammendrag

Fire elektronikkstuderter startet høsten 2009 med å konstruere en satellittmodell for den norske romfartsorganisasjonen Nasjonalt senter for romrelatert opplæring (NAROM). Oppgaven bød på nye utfordringer med tanke på det ekstreme miljøet sluttproduktet skulle operere i.

Modellen er laget for å skytes mellom fem og åtte kilometer opp i atmosfæren. Herfra daler den ned til bakken i fallskjerm. Det er i den fasen elektronikken aktiveres og utfører oppgavene sine. Til slutt lander den i havet utenfor Andøya i Nordland, en båt sendes deretter ut for å hente den til land.

Satelittmodellen er delt opp i fem kort som hver er tildelt sin spesifikke oppgave. Kortene er forbundet via en 20 pins buss. På denne foregår all kommunikasjon i tillegg til at strømforsyning fra batteriet kommer herfra. Øverst sitter GPS-kortet for å få god plassering av mottakerantennen.

Under dette kommer sensorkortet da sensorene må ha god kontakt med atmosfæren ved måling av lufttrykk, temperatur og relativ fuktighet. Deretter kommer hovedkortet, her sitter hjernen som styrer aktiviteten til de andre modulene. Hovedkortet har mulighet til å skru av og på de andre kortene, og har ansvar for at datakommunikasjonen går feilfritt.

De resterende kortene er batterikort og radiokort. Radiokortet er plassert nederst slik at senderantennen får god sikt mot bakken. Radiokortet sender GPS-posisjon og sensordata til en bakkeenhets. Bakkeenheten kobles til en vanlig datamaskin som lagrer den mottatte informasjonen til disk.

Gruppen ble stilt overfor veldig mange nye utfordringer under arbeidet med oppgaven. Til forskjell fra utstyr produsert for bruk på landjorden settes det spesielle krav til kvaliteten på sluttproduktet. Når raketten først har lettet fra rampen må alt fungere 100 %.

Det resulterende produktet ble en ferdigstilt modulær prototype som samler inn data fra omgivelsene og sender disse til en mottakerenhet i et format som er enkelt å jobbe med for produksjon av statistikk og grafer.

En av de mest spennende aspektene ved prosjektet er mulighetene for videreutvikling og oppgradering. Det modulære designet gjør det enkelt å legge til nye enheter, eksempelvis videokamera, styrbar fallskjerm, gyroskop og radar, mulighetene er enorme.

Utstyr produsert til romfartsformål koster vanligvis svært mye og involverer avansert spesialutstyr. Med dette prosjektet har vi vist at romteknologi ikke trenger å koste en formue. Med litt god fantasi og kloke hoder kommer man langt med hyllevarer og en loddebolt.

Forord

Denne rapporten er dokumentasjon på arbeidet som er utført i forbindelse med hovedprosjekt ved Høgskolen i Sør-Trøndelag. Den tar for seg arbeidet og utfordringene med å bygge en Cansat. CanSat er en sammensmelting av to ord, Can fra engelske “soda can” og satellitt. En CanSat er en satellittmodell på størrelse med en 0.33 liters mineralvannsboks, inneholdet består av elektronikk som gjør den i stand til å innhente atmosfærisk data og sende det til jorden. Oppdraget er gitt av NAROM for å utvikle en prototype til bruk i å etablere en nasjonal CanSat-konkurranse.

Rapporten er skrevet av Mats Møller Bæren, Jørgen Kvalvaag, Gáute Nilsson og Joakim Andre Tønnesen, elektronikkstudenter ved Høgskolen i Sør-Trøndelag. Hovedprosjektet ble påbegynt med et møte for å kartlegge prosjektet 06. januar 2009 og fortsatte til 25. mai 2009. Arbeidet og grunnlaget for rapporten har forgått ved Høgskolen i Sør-Trøndelag og Norbit lokalisert på Lade Teknopark i Trondheim.

I hovedsak henvender rapporten seg til personer med bakgrunn innenfor elektronikk og teleteknikk, med vekt på personell ved Høgskolen i Sør-Trøndelag og NAROM, men vi inviterer alle som har interesse av rapporten til å komme med tilbakemeldinger.

Vi vil rette en stor takk til Stein Øvstdal og Valdemar Finnanger for gode innspill som veiledere for Cansatgruppen, Atmel for komponenter, Nordic Semiconductor for utviklingsverktøy og alle andre som har bidrat til prosjektet. Radiokortet er designet etter idé fra Steffen Kirknes. Så en stor takk til Steffen Kirknes og resten av Norbit for hjelp til montering, feilsøking og produksjon av radiokretskortet.

Innhold

1 Innledning	ix
1.1 Bakgrunn	ix
1.2 Oppgavebeskrivelse	x
1.3 Mål	x
2 Teori	1
2.1 Måling av strømtrekk	1
2.1.1 Low-Side sensing	1
2.1.2 High-Side sensing	2
2.1.3 Dedikerte strømmålings-ICer [40]	3
2.1.4 Valg av shunt-motstand [25]	4
2.2 Spenningsregulator	5
2.2.1 Lineær eller Switch-regulator i batteridrevet system? [12, 26]	5
2.2.2 Valg av regulator	6
2.2.3 Innebygde beskyttelseskretser i lineære regulatorer	7
2.3 Den innebygde ADCen i AVR	8
2.3.1 Analoge referanser [6, 9]	8
2.3.2 Sette i gang en enkel Analog-til-Digital (AD)-konvertering	9
2.3.3 Oppløsning/Hastighet	9
2.3.4 Bruke forskjellige kanaler	10
2.4 Busstyper	10
2.4.1 Inter-Integrated Circuit (I^2C) [44]	10
2.4.2 Serial Peripheral Interface (SPI) [45]	11
3 Hovedkort	13
3.1 Hardware	13
3.1.1 DOSonChip	13
3.1.2 Mikrokontroller	14
3.1.3 Lysdioder	14
3.1.4 USB-interface	15
3.2 Programmering av mikrokontrolleren	16
3.2.1 IR-mottaker	17
3.2.2 Strømmåling	18

3.2.3	Spenningsregulator	19
3.3	Software	20
4	GPSkort	23
4.1	Teori	23
4.1.1	NMEA-0183 Protokollen	23
4.1.2	Kvartbølgestubb [1]	24
4.2	Utførelse	25
4.2.1	Slagplan	25
4.2.2	Designprosess	26
4.2.3	Produksjon	33
4.2.4	Testing	34
4.2.5	Software	34
5	Sensorkort	37
5.1	Konstruksjon	37
5.2	Teori	37
5.2.1	Relativ luftfuktighet	39
5.2.2	Temperatur	42
5.3	Utførelse	46
5.3.1	Relativ luftfuktighet	46
5.3.2	Temperatur	47
5.3.3	Barometrisk lufttrykk	47
5.3.4	Akselerasjonsensor	49
6	Radiokort	51
6.1	Oppbygning	51
6.1.1	Transmisjonsbudsjett	52
6.2	Teori	55
6.2.1	Frekvensmodulasjon	55
6.2.2	Faselåst sløyfe	58
6.2.3	Loopfilter	60
6.2.4	Quadraturmodulering	62
6.2.5	Aliasfilter	63
6.3	Praksis	70
7	XBee-kort	83
7.1	RF-modulene	83
7.2	Spesifikasjoner	84
7.3	Design av kretskort	84

8 Konklusjon	87
8.1 Oppnådde effektmål	87
8.2 Oppnådde resultatmål	87
8.3 Vurdering av prosessmål	88
A Regnskap	97

Figurer

2.1	Prinsipp for High-side og Low-side sensing	2
2.2	Tradisjonell High-side strømmåling	3
2.3	Prinsipp for en Current shunt monitor	4
2.4	Prinsipp for forskjellige serieregulatorer	6
2.5	Prinsipp for ADC med SAR	8
2.6	ADC-tilnærming med SAR-teknikk	9
2.7	I ² C Overføring	11
2.8	SPI oppkobling og ringkoblet skiftregister	12
3.1	Implementering av DOSonChip	14
3.2	Footprint til DOSonChip	15
3.3	Implementering av USB-interface mot mikrokontrolleren	16
3.4	Skisse av ISP-plugg	17
3.5	Skisse av IR-mottaker	18
3.6	Implementering av infrarød (IR)-mottaker	18
3.7	Implementering av strømmåler	19
3.8	Implementering av spenningsregulator	20
3.9	Flytskjema for programmet til mikrokontrolleren	21
4.1	«Bias tee»-krets	25
4.2	Oppkobling av GPS-modul	27
4.3	Kretsskjema Nivåkonverterer	28
4.4	Kretsskjema Forsyning til aktiv antenn	29
4.5	Oppkoblingen av mikrokontrolleren	30
4.6	Tilkobling til programmeringskontakten	30
4.7	Oppkobling av feilsøkingslysdiode	31
4.8	Mikrostripekalkulator på internett	32
4.9	Kretsutlegg Forsyning til aktiv antenn	33
4.10	Flytskjema over GPS-kortets software	35
5.1	Flytskjema sensorkort	38
5.2	Sprangrespons RC-ledd	40
5.3	Kretsskjema måling av luftfuktighet	41
5.4	Spenningsdeler thermistor	43

5.5	Trykksensor koblingsskjema	48
6.1	Blokkskjema radiosender	52
6.2	Roterende viser	55
6.3	FM Firkantpuls	56
6.4	Momentan frekvens-tids-kurve for sinus frekvensmodulert bølge	57
6.5	Loopfilter	60
6.6	Kretskjema over VCO	61
6.7	Dobbel sidebånd modulasjon(a)Singel sidebånd modulasjon(b)	62
6.8	Aliasfilter oppkopling	63
6.9	Inngangsignal	63
6.10	Puls bredde modulasjon, PWM	64
6.11	Aliasfilter theveninekvivalent oppkopling	65
6.12	Polplassering	67
6.13	Bodediagram	68
6.14	Simulert Bodediagram	69
6.15	Kretskjema over VCO	71
6.16	Balansert forsterkeroppkopling	73
6.17	Kretskortutlegg i Eagle	74
6.18	Topp- og bunn-lag i GERBER-format	74
6.19	Måling på sinuskurve 1220 Hz	76
6.20	Måling differensielt på sinuskurve 1220 Hz	76
6.21	Cosinus- og sinuskurve 1220 Hz	77
6.22	Hexadesimal verdi AA overført ved hjelp av FSK	77
6.23	Bærebølge spektrum	78
6.24	Modulert signal med undertrykt bærefrekvens, nedre sidebånd	78
6.25	Modulert signal med undertrykt bærefrekvens, øvre sidebånd	79
6.26	Modulert signal med punktprøvingsfrekvens 31250 Hz	79
6.27	Modulert signal på antennen utgangen	80
6.28	Dekoding av FM signal vha MTTY	81
7.1	Bilde av XBee-modulen	84
7.2	Implementering av on/off-pinne	86

Tabeller

2.1	Sammenlikning mellom en lineær og switchet regulator	5
2.2	I ² C-modusene og overføringshastighetene	10
3.1	Oversikt over komponentenes strømtrekk	19
4.1	Standard Seriell konfigurasjon av NMEA-protokollen	23
4.2	Global Positioning System Fixed Data (GGA) Dataformat med eksempel	24
4.3	Standard konfigurering av GPS-modul	28
5.1	Temperatur/motstand for Vishay SMD Thermistor [41]	44
6.1	Transmisjonsbudsjett	54
7.1	Spesifikasjoner på XBee Pro 868-modulen	85
A.2	Tredje handleliste Farnell(alle priser i NOK)	97
A.1	Første handleliste Farnell(alle priser i NOK)	99
A.3	Første handleliste Sparkfun.com(alle priser i US\$)	100
A.4	Andre handleliste Sparkfun.com(alle priser i US\$)	100
A.5	Andre handleliste Farnell(alle priser i NOK)	100
A.6	Handleliste Elfa(alle priser i NOK)	101
A.7	Andre utgifter(alle priser i NOK)	101

Kapittel 1

Innledning

1.1 Bakgrunn

CanSat er en konkurranse utviklet i USA, hvor deltakerne får anledningen til å følge designgangen av et system tiltenkt luftrommet. Konkurransen tar for seg alle aspekter ved et luftfartsprogram, fra innledende prosjektering til gjennomgang av hvordan oppskytingen foregikk. Prosjektet og dets krav er utformet med tanke på de forskjellige aspektene og krav til måledata, kommunikasjon og automatiserte operasjoner. Hvert lag blir evaluert og gis poeng etter tidsplanlegging, design og demonstrasjonsflygning.

CanSat ble introdusert av professor Robert Twiggs i USA mot slutten av 90-tallet. CanSat går i korte trekk ut på at studentene skal bygge instrumenter som passer inn i en brusboks, skyte den opp med en rakett til flere kilometers høyde og motta data fra boksen mens den faller ned mot jorden igjen i en fallskjerm. Ideen var å kunne gi studentene et romrelatert prosjekt nært knyttet opp til større satellittprosjekter, som ikke spant seg over flere år, ikke kostet flere millioner og som kunne involvere flere studenter. Konseptet ble gjennomført som en konkurranse som gikk over ett semester, slik at det ble lettere å tilpasse studentenes undervisning. Konkurransen ble også delt mellom ett avansert nivå og ett lett nivå slik at også videregående skoler hadde muligheten til å delta.

Siden 2004 er CanSat konkurransen blitt en årlig hendelse i USA, med forskjellige regler for hva CanSat'en skulle utføre fra år til år. I Japan er CanSat også etablert som et prosjektfag studentene kan velge i utdanningen.

I regi av NAROM er Norge nå som ett av de første landene i Europa i ferd med å etablere en nasjonal CanSat-konkurranse. NAROM er samlokalisert med Andøya Rakett-skytefelt, og ble offisielt åpnet i år 2000 av daværende utdanningsminister Trond Giske. NAROM er et nasjonalt senter/skolelaboratorium for alle utdanningsnivå innenfor romrelatert opplæring. Utvikling og gjennomføring av undervisningstilbudene skjer i nært samarbeid med utdanningsinstitusjoner. De siste årene har det årlig vært mer enn 2500 elever, studenter, lærere og andre i NAROMs aktiviteter.

1.2 Oppgavebeskrivelse

Med utgangspunkt CanSat-konkurransen fra USA lanserte NAROM en bacheloroppgave som gikk ut på å designe og bygge en CanSat med tilhørende mottakersystem. Oppgaven var ganske åpen, men det var ønskelig at CanSaten inneholdt radiosender, trykk, temperatur, fuktighetssensor og GPSmodul. Kameramodul og eventuelt annen payload kunne bygges ut til videre utvikling. Til forskjell fra konkurransen i USA der CanSat blir sluppet fra ballong ved 1000 meters høyde, ville NAROM sende CanSaten opp ved hjelp av en rakett til ca 9 km over havet utenfor Andøya.

Gruppen så for seg at den største utfordringen ved å velge denne oppgaven kom til å bli det faktum at CanSaten skulle sendes opp over vann. Elektronikk og saltvann fungerer dårlig sammen, så innkapsling av CanSaten kom til å bli en utfordring. I tillegg hadde ingen vært borti GPS, og tidligere erfaringer tilsier at programmering pleier å ta lang tid.

I innledningsfasen ble det bestemt at CanSaten bør bygges som et modulbasert system, der CanSaten minst skulle inneholde GPSmodul, temperatursensor, trykksensor, fuktsensor og akselerometer. Et modulbasert system gjør det enklere å gjennomføre fremtidige forbedringer og oppgraderinger.

1.3 Mål

Ved oppstart av hovedprosjektet ble følgende mål definert i forprosjektet:

Effektmål

Fremme interessen for avionikk. Dvs. et luftfartøys elektroniske komponenter. Disse inkluderer som regel flyinstrumenter, navigasjons- og kommunikasjonstyr, og eventuelt datamaskiner og radar.

Forsøke å etablere CanSat-konkurransen i det norske studentmiljøet

Resultatmål

- Utvikle en fungerende CanSat-prototyp som skal kunne skytes opp i troposfæren.
- Utvikle et modulbasert avionisk kit som skal fungere under ekstreme forhold (-50 °C, 9G)
- Prosjektet skal ferdigstilles til 25. mai 2009
- Gruppemedlemmene skal i gjennomsnitt bruke ca 450 arbeidstimer på prosjektet.
- Kostnadsrammen for prosjektet er maks 5000 kroner.

Prosessmål

- Øke egen kompetanse på design og produksjon av kretskort
- Utvide egen erfaring med verktøy som programvare, måleutstyr etc.
- Oppnå større faglig innsikt
- Forbedre egen planleggings og samarbeidsevne

Oppbygning av rapporten

Denne hovedprosjektrapporten starter med en innledning som går igjennom oppgavebeskrivelse og hvilke mål gruppen har satt seg for prosjektperioden. Deretter følger et innledende teorikapittel som tar for seg sentrale teoretiske emner som er felles for hele prosjektet.

Leseren blir deretter presentert for hver enkelt modul, som tilbyr en grundigere gjennomgang av beregninger, analyser og forklaringer. Disse kapittlene vil fokusere på en grundig teoretisk gjennomgang av de mest relevante emnene i tillegg til problemstillinger og implementasjon av løsninger.

Avslutningsvis oppsummeres de viktigste erfaringene og refleksjonene i en sammenfattet konklusjon.

Vedlegg A er en oversikt over kostnader i forbindelse med prosjektet, mens vedlegg ?? inneholder kretsskjema til all maskinvare.

Kapittel 2

Teori

2.1 Måling av strømtrekk

Det finnes to grunnleggende teknikker for å måle strømtrekk:

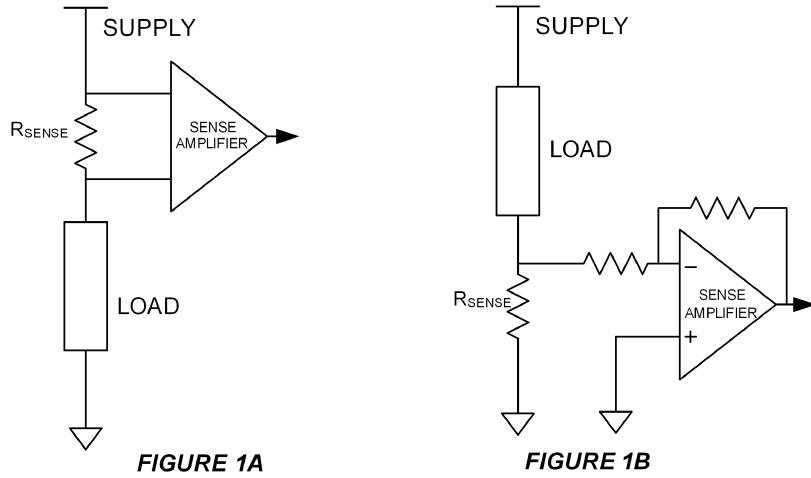
- Måle magnetfeltet rundt en strømleder
- Sette inn en liten motstand i strømveien og måle spenningsfallet over den.

Den første metoden gir ikke noe energitap, men krever relativt kostbar instrumentering. Derimot er det mye billigere å bruke den andre metoden med spenningsmåling over en motstand. Ved å sette inn en motstand med lav verdi (shunt-motstand) i strømveien vil det skapes et lite spenningsfall over motstanden som vil være proporsjonalt med strømtrekket til kretsen. Vanligvis er spenningsfallet såpass lavt at det er fornuftig å forsterke det før det måles. Alt etter hvor shunt-motstanden plasseres skaper denne forskjellige utfordringer til forsterkeren. Ved å plassere shunten mellom lasten og jord (Low-Side sensing), kan spenningen forsterkes ved å bruke én enkel opamp. Den andre muligheten er å plassere shunten mellom forsyningsspenningen og lasten (High-Side sensing). Dette krever litt mer kretsteknisk. Begge prinsippene er illustrert i figur 2.1 [5,25].

Verdien på shunt-motstanden bør være så lav som mulig for å holde effekttapet til et minimum, men likevel stor nok til å skape et spenningsfall som kan forsterkes og leses av med påkrevd nøyaktighet.

2.1.1 Low-Side sensing

Siden spenningen som måles ved Low-Side sensing ligger nær jord, kan denne måles ved en billig opamp som ikke trenger å tåle høye spenninger. Denne måten å måle strøm på er billig og enkel, men endel kretser tåler ikke forstyrrelsen i strømveien til jord som shunten skaper. Problemet kan merkes spesielt hvis en modul med høyt strømtrekk, og dermed høyere potensial fra jord, skal kommunisere med en modul med lavt strømtrekk som har mye mindre potensial fra jord.



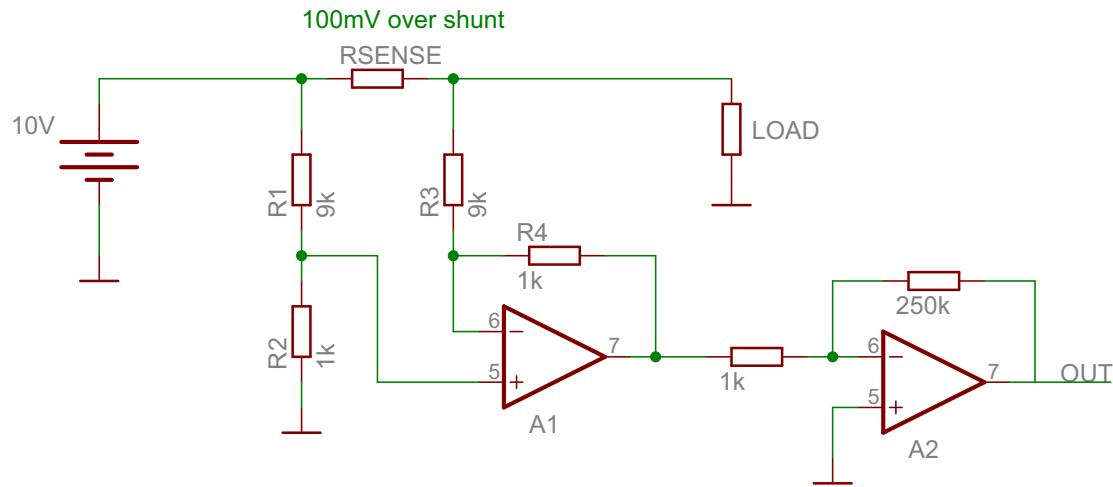
Figur 2.1: Prinsipp for High-side og Low-side sensing

2.1.2 High-Side sensing

Ved denne plasseringen av shunt-motstanden elimineres forstyrrelsene i strømveien til jord. Dermed unngår man problem med potensialforskjeller ved kommunikasjon mellom moduler med forskjellig strømtrekk. Derimot må inngangen til forsterkeren tåle høye spenninger opp mot forsyningsspenningen (batterispenningen).

For enkle elektronikkdesign med lav spennin (5 V) kan en High-Side forsterker være en typisk differanseforsterker. Avhengig av arkitekturen kan denne ha begrensninger på spenningsnivå på inngangene. Ofte kan ikke disse være høyere enn forsyningsspenningen til forsterkeren. Forsterkere som tåler høyere inngangsspenning enn forsyningsspenningen pleier som regel å koste en del mer. En enkel løsning på dette problemet er å dele ned målespenningene med en spenningsdeler. Denne løsningen vil dessverre introdusere stor måleunøyaktighet.

Et regneeksempel: En krets er gitt i figur 2.2. Her skal det måles en 100 mV spennin over R_{sense} som er koblet mellom en 10 V DC-spenning og lasten. Fullskala måleresultat er 2,5 V og kravet til nøyaktighet er 1 %. Batterispenningen på 10 V deles ned til 1/10 med en enkel spenningsdeler av R_1 og R_2 . A_1 , konfigurert som en differanseforsterker, vil tåle inngangsspenningen på 1 V, men nå er også U_{sense} skalert ned med 10 slik at $U_{+, -}$ på opampen nå kun er 10 mV. Siden fullskala måleresultat skal være 2,5 V, må en ekstra opamp A_2 til for å forsterke signalet 250 ganger. Offsetspenningen på inngangene til A_1 , ligger på utgangen av A_1 med ingen forsterking, men på utgangen av A_2 med 250 ganger forsterkning. Ved å anta 1 mV offsetspennin på A_1 og A_2 blir den resulterende offsetspenningen: $(U_{tot.off})^2 = (U_{A1.off})^2 + (U_{A2.off})^2$ og da er $U_{tot.off} = \sqrt{(1 \text{ mV})^2 + (1 \text{ mV})^2} = 1,4 \text{ mV}$. Dermed kan kretsen i figur 2.2 gi en feil på $250 \cdot 1,4 \text{ mV} = 350 \text{ mV}$ kun fra offset på inngangene til A_1 og A_2 . Dette vil gi et avvik på 14 % alene.



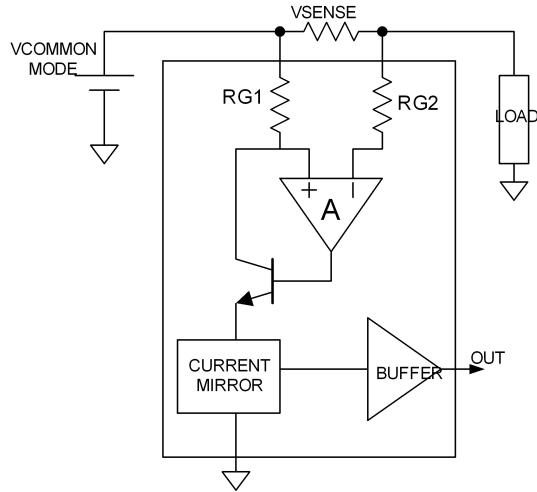
Figur 2.2: Tradisjonell High-side strømmåling

En annen potensiell feilkilde kommer fra spenningsdelerne til A_1 . Common-Mode Rejection Ratio (CMRR) til A_1 er meget avhengig av forholdene R_2/R_1 og R_4/R_3 . Om man benytter resistorer med toleranse 1 % kan forholdet mellom R_2/R_1 og R_4/R_3 variere med så mye som $\pm 2\%$. Antar vi 1 % forskjell oversettes dette til en common-mode feil på $90 \mu\text{V}/\text{V}$ [5]. Med en målespenning på 10 V kan det legges til så mye som 0,9 mV på utgangen av A_1 . Med A_2 sin forsterkning på 250 ganger kan det resultere i en feilspenning på opptil $0,9 \text{ mV} \cdot 250 = 225 \text{ mV}$. Denne feilkilden kan altså gi et avvik på 9 %.

I denne feilanalysen er kretsens påvirkning fra temperaturvariasjoner unntatt. Den totale feilspenningen på utgangen kan forbedres ved å bruke motstander med høyere presisjon (0,1 %) og opamper med lavere offsetspenning, men dette vil øke prisen på en allerede kompleks krets betydelig.

2.1.3 Dedikerte strømmålings-ICer [40]

Inntil nylig har strømmåling vært løst ved hjelp av diskrete komponenter. Metoden krever mange presisjonskomponenter og det finns mange kilder til unøyaktige resultater. Halvlederprodusentene har forstått dette og har laget dedikerte strømmålings-ICer (current shunt monitors). Her er differanseforsterkeren med tilhørende motstander og evt. tileggskretser kombinert i én enkel pakke. Disse finnes i både high-side og low-side utførelse, og med mulighet for bidireksjonell strømmåling. En fordel med slike ICer er at alle deler av kretsen er tilpasset til hverandre, og motstandene er som oftest lasertrimmet. Den nye produksjonsprosessen til slike ICer gjør at inngangene kan tåle spenninger høyere enn 80 V, selv om forsyningsspenningen er så lav som 2,5 V. Dette gjør det mulig å måle shunt-spenningen over en motstand plassert før en evt. regulator i kretsen, og samtidig forsyne strømmålings-ICen med spenningen ut fra regulatoren. De fleste design trenger kun å måle strømmen i én retning, og dette utføres med de simpleste shuntmonitorene. Noen design kan imidlertid ha behov for å måle strømmen bidireksjonelt,



Figur 2.3: Prinsipp for en Current shunt monitor

og da er det ofte en egen pinne på shunt-monitoren som indikerer strømretning. De elementære komponentene i en strømmålings-IC er illustrert i figur 2.3.

2.1.4 Valg av shunt-motstand [25]

I tillegg til å velge riktig shunt-monitor, er det også flere betraktninger må tas hensyn til når man skal velge noe så enkelt som shunt-motstanden (R_{sense}). Følgende punkter bør betraktes:

- **Spenningsfall:** Høye verdier av R_{sense} vil senke spenningen fra strømforsyningen.
- **Nøyaktighet:** Høye verdier av R_{sense} gir større målenøyaktighet fordi offsetspenning og biasstrøm på inngangene til forsterkeren blir mindre tydelig.
- **Effekttap:** Ved høye strømmer kan også effekten som utvikles i R_{sense} bli høy. Dette må tas hensyn til slik at man velger motstand som tåler tilstrekkelig effektutvikling.
- **Induktans:** Hvis strømmen som skal måles har høyfrekvente komponenter må R_{sense} ha lav induktans. Viklede motstander har høyest induktans, mens motstander av metallfilm er noe bedre.
- **Kostnad:** Å bruke en bane på et kretskort er en alternativ måte (og kan bli billigere i store volum) å lage en shunt-motstand på. Ulempen er at spenningen ut fra instrumenteringsforsterkeren må korrigeres med et potmeter grunnet unøyaktigheter i kobbermotstanden.

	Lineær	Switch
Funksjon	Senker spenningen; U_{inn} må være større enn U_{ut}	Øker, minker eller inverterer spenningen
Virkningsgrad	Lav til medium, men opplevd batteritid avhenger av lasten og batterispenningen over tid	Høy, unntatt ved svært lav last (μA), hvor tomgangsstrømmen som regel er større
Overskuddsvarme	Høy, ved høy last og stor $U_{\text{inn}}/U_{\text{ut}}$	Lav, komponenter er som regel kjølige ved effekter under 10 W
Kompleksitet	Lav, krever som regel kun regulatoren og et par avkoblingskondensatorer	Medium til høy, krever som regel spole, diode og filterkondensatorer i tillegg til IC-en; ved større strømtrekk kreves eksterne FET-transistorer
Størrelse	Liten til medium, i små design, kan bli større hvis kjøling er nødvendig	Større enn lineære, men mindre ved effekter hvor lineære krever kjøling
Total kostnad	Lav	Medium til høy, mest fordi det kreves eksterne komponenter
Rippel/støy	Ingen rippel, lav støy	Medium til høy, skyldes rippel ved svitsjefrekvensen.

Tabell 2.1: Sammenlikning mellom en lineær og switchet regulator

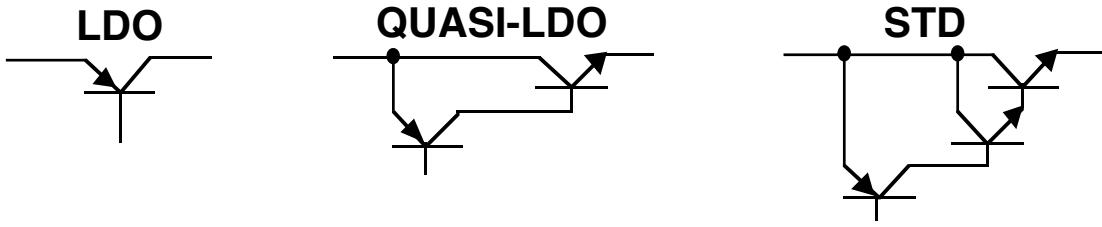
2.2 Spenningsregulator

En elektronisk krets er konstruert for å drives av en forsyningsspenning som vanligvis forventes å være konstant. En spenningsregulator gir ut en konstant DC-spenning og inneholder kretser som holder utgangsspenningen konstant, uavhengig av endringer i laststrømmen eller inngangsspenningen (gitt at laststrømmen og inngangsspenningen er innenfor de spesifiserte arbeidsområder for regulatoren).

2.2.1 Lineær eller Switch-regulator i batteridrevet system? [12, 26]

En sammenlikning mellom disse spenningsregulatortypene er gitt i tabell 2.1.

Ved å bruke lineære regulatorer istedenfor switchere har man generelt en stor fordel med tanke på enkelhet og kostnad, men ikke når det gjelder virkningsgrad. Likevel kan virkningsgraden til lineære regulatorer være tilstrekkelig i batteridrevne system. En



Figur 2.4: Prinsipp for forskjellige serieregulatorer

vanlig løsning er å kombinere en switcher med en lineær regulator. Da kan switcheren øke batterispenningen tilstrekkelig, mens den lineære regulatoren tar seg av finregulering og gir minimalt med støy. Siden spenningsfallet over de lineære regulatorene ikke er for stort, vil effekttapet i disse ikke ha stor innvirkning på batteritiden.

Antall battericeller som må brukes spiller som regel en stor rolle når man skal velge regulatortype. Lineære regulatorer krever tilstrekkelig antall seriekoblede celler for å få en innspennning som gjennom hele utladingskurven overstiger regulatorens utspenning. For 3,3 V forsyning kreves tre eller flere celler med alkaline-, Nickel-Cadmium (NiCd)-eller Nickel-Metal Hydride (NiMH)-kjemi. Lithiumbatterier krever færre celler siden de har en høyere cellespenning, vanligvis mellom 2,5 V og 4,2 V. For 5 V forsyning kreves det vanligvis et par celler ekstra enn for 3,3 V, og ved 12 V begynner antall celler å bli såpass mange at en switch-regulator som oftest er mer hensiktsmessig enn en lineær regulator.

Hvis klemmespenningen på et batteri faller under et visst nivå, klarer ikke en lineær regulator å nyte gjøre seg av den resterende energien lagret i batteriet. En switchet regulator kan da «booste» spenningen opp til riktig nivå for kretsen. Det som ofte blir gjort til fordel for å bruke en switcher er å velge en lineær regulator med lavest mulig «dropout»-spenning.¹ Dropout-spenningen varierer blant forskjellige typer lineære regulatorer, og vi kan skille disse i 3 kategorier: Low-Dropout (LDO), Quasi LDO og standard drop out. Prinsippet for disse er vist i figur 2.4. LDO-regulatorer har typisk «Cut-off»-spenning på 0,1 V til 0,7 V. Quasi-LDO ligger på 0,9 V til 1,5 V og standard drop-out ligger på 1,7 V til 2,5 V.

2.2.2 Valg av regulator

For å finne den regulatoren passer best til kretsen bør en del punkter vurderes. Disse kan være:

Maksimal laststrøm Den maksimale strømmen som kretsen trekker må tas i betraktning når man velger ut regulator. Regulatoren må klare å levere tilstrekkelig med strøm i «worst case» med tanke på temperatur og toleranser på komponenter, hvis kretsen skal fungere pålitelig.

¹Minste tilatte spenning over regulatoren før utgangsspenningen synker under spesifisert nivå

Type spenningskilde I mobile kretser med batteriforsyning er som oftest LDO-regulatorer det beste valget. De kan fungere lengre ut i utladingssyklusen til batteriet og er bedre egnet for små strømmer. Ulempen er at de som oftest er dyrere enn regulatorer med høyere dropout-spenning.

Nøyaktighet på utgangsspenningen Vanlige lineære regulatorer garanterer den regulerte spenningen innenfor 5 % av nominell spenning. Dette er som regel tilstrekkelig for de fleste kretser. Mange nye regulatorer har større nøyaktighet på utspenningen (bedre enn 2 % er vanlig) takket være nye og mer nøyaktige produksjonsprosesser.

Tomgangsstrøm Denne omtales gjerne som «quiescent current», «operating current» eller «ground current» og er strømmen regulatoren selv trekker. I noen tilfeller trekker kretsen strøm kun i korte øyeblikk, og ellers leverer regulatoren nesten ingen strøm til kretsen. Da har tomgangsstrømmen stor innvirkning på batterilevetiden. Mange nye LDO-regulatorer har spesielt lav tomgangsstrøm (75 μ A til 150 μ A) og er overlegne vanlige regulatorer som ligger i mA-området.

Ekstra funksjoner Mange regulatorer tilbyr finesser som gjør behovet for «hjelpe-kretser» mindre. Her er noen:

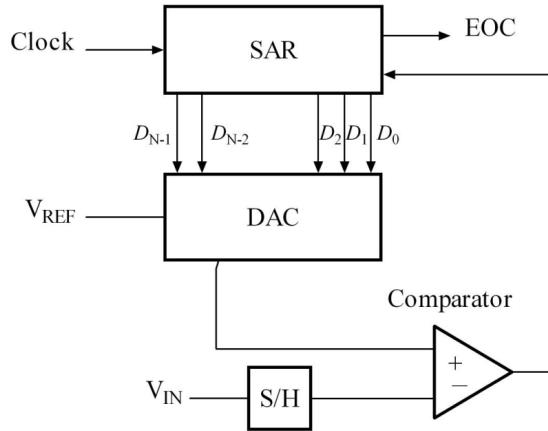
- **Shutdown** En egen on/off-pinne gir muligheten for å skru av og på utgangsspenningen fra f.eks en mikrokontroller.
- **Load-dump Protection** Regulatorer brukt i bilindustrien o.l. må ha innebygget transientbeskyttelse. Her skrus som regel utgangen av til transienten er over.
- **Beskyttelse mot omvendt polaritet** Dette forhindrer skade på regulatoren hvis polariteten på inngangsspenningen blir reversert.
- **Error-flag** Dette er en pinne som gir indikasjon om utspenningen er utenfor nominelt område. Det er ment som et «advarselstegn» til mikrokontrollere som kan fungere på uønsket måte ved slike tilstander.

2.2.3 Innebygde beskyttelseskretser i lineære regulatorer

Lineære IC-regulatorer inneholder innebygde beskyttelseskretser som gjør de ekstremt motstandsdyktige mot skade fra overstrøm eller høy driftstemperatur. Det finnes to beskyttelseskretser i nesten alle lineære IC-regulatorer:

- Thermal Shutdown
- Strømbegrensning

Thermal Shutdown hindrer temperaturen til brikken i å stige såpass høyt at den tar skade. Dette gjøres ved å måle temperaturen på silisiumsbrikken, og skru av utgangsspenningen hvis temperaturen overskriden grenseverdien (vanligvis rundt 160°C).



Figur 2.5: Prinsipp for ADC med SAR

Strømbegrensing hindrer skade på brikken når det forekommer en overbelastning på utgangen (lastimpedansen er for lav). Uten denne beskyttelsen vil regulatoren kunne gi for stor strøm og utgangstrinnet kan bli skadet. For å forhindre dette vil strømreguleringssløyfen overstyre spenningsreguleringssløyfen og senke pådraget til drivtransistoren slik at grensen for maks strømtrekk ikke blir overskredet.

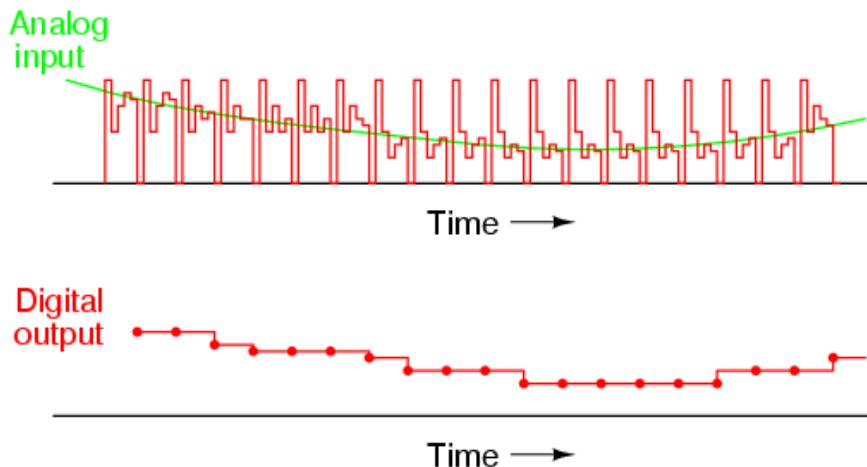
2.3 Den innebygde ADCen i AVR

Mange AVR-kretser har en innebygd Analog-to-Digital Converter (ADC). ADCen har en oppløsning på 10-bit² ($2^{10} = 1024$ spenningsnivå), og avhengig av hvilken krets som brukes finnes det fra 6 til 8 innganger tilgjengelig. Med full oppløsning kan det oppnås samplingshastigheter opp til ca 15,4 ksp. ADCen benytter et Successive Approximation Register (SAR) som bestemmer littene fra i rekkefølge fra MSB til LSB. Registeret sender verdien inn på en DAC som sender den analoge spenningen ut til en komparator. Denne avgjør om verdien fra SAR-registeret er for lav eller høy. En slik krets er illustrert i figur 2.5 og gangen i en konvertering er vist i figur 2.6.

2.3.1 Analoge referanser [6, 9]

For at ADCen skal kunne virke må de analoge referancespenningene koples til. Disse angir grensene for spenningsområdet den skal jobbe i. De analoge referancespenningene må påtrykkes spesielle pinner på AVR-kretsen: AGND og AREF. AGND skal kobles til jord, og AREF skal kobles til en stabil analog referanse som er mindre eller lik AV_{CC} (som igjen ikke må variere mer enn 0,3 V fra V_{CC}).

²Unntaket er XMEGA-familien som har 12-bit oppløsning på ADC



Figur 2.6: ADC-tilnærming med SAR-teknikk

2.3.2 Sette i gang en enkel AD-konvertering

Før en AD-konvertering kan utføres må ADCen være aktivert. ADCen kan kjøres i to modi: «Single Conversion mode» og «Free-Running mode». I «Single Conversion mode» må hver konvertering igangsettes manuelt, mens i «Free-Running mode» starter ADCen en ny konvertering så snart den forrige er ferdig. Når en konvertering er ferdig settes et statusbit. I «Free-Running mode» er det en fordel å la en avbruddsrutine ta seg av avlesingen av resultatet i stedet for å «polle» dette bitet. Resultatet legges i ADCH/ADCL-registrene. Det er viktig å lese ADCL først for da låses innholdet i ADCH helt til det blir lest. På denne måten unngår man at et nytt konverteringsresultat legges i ADCH før det forrige har blitt lest. Fra en konvertering er startet tar det 13 ADC klokkesykler til resultatet ligger i ADCH/ADCL. Den første konverteringen etter ADCen har blitt aktivert tar 25 klokkesykler.

2.3.3 Oppløsning/Hastighet

Oppløsning og hastighet på konverteringen er alltid viktig når man benytter en ADC. Dette er to faktorer som avhenger av hverandre; hvis det kreves en rask konvertering kan man benytte seg av kun 8-bits oppløsning, og hvis full oppløsning er nødvendig vil konverteringen ta lengre tid. Til vanlig krever ADC-kretsen en klokkefrekvens på mellom 50 kHz og 200 kHz for å oppnå høyeste oppløsning. Hvis det kreves mindre enn 10-bits oppløsning kan ADC-kretsens frekvens økes for å oppnå raskere punktprøvingshastighet. ADC-modulen får klokkesignal fra CPU-klokken gjennom en prescaler. Denne kan dele ned klokkefrekvensen inn til ADCen med disse forholdene: 2, 4, 8, 16, 32, 64 og 128. På denne måten kan ADCen få tilstrekkelig klokkefrekvens ved alle CPU-frekvenser over 100 kHz.

2.3.4 Bruke forskjellige kanaler

ADCen kan kobles til flere analoge linjer gjennom en multiplekser. Inngangen til «Sample and Hold»-kretsen på ADCen styres av en multiplekser. «Sample and Hold»-kretsen holder det punktprøvde spenningsnivået stabilt mens konverteringen foregår. Alle ADC-kanaler deler én og samme ADC, og den gjennomsnittlige punktprøvingshastigheten for hver kanal minker hvis flere kanaler skal benyttes.

2.4 Busstyper

Ettersom en modulbasert løsning er valgt er det åpenbart behov for en felles buss mellom modulene. Systemet skal enkelt kunne utvides ved behov, og bussen må være kompakt og effektiv.

2.4.1 I²C [44]

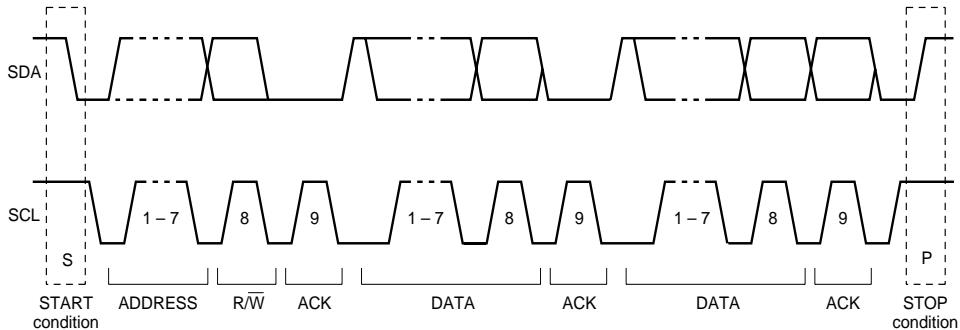
I²C-bussen er en multimaster seriell databuss fra Philips som oftest brukes til å kommunisere med periferienheter i «embedded»-system, hovedkort, mobiltelefoner osv. Hovedformålet med bussen er at enheter på samme kretskort enkelt skal kunne kommunisere med hverandre ved å bruke kun to linjer, Serial Data (SDA) og Serial Clock (SCL). Siden denne bussen ikke har en egen Slave Select (SS) linje slik som SPI-bussen har, må hver enhet som kobles til bussen ha egen adresse. Denne adressen er 7-bit og man har dermed 128 mulige adresser, men siden adresse 0 brukes som kringkastningsadresse kan opp til 127 enheter kobles sammen. I²C-buss spesifikasjonen har blitt utvidet flere ganger siden den kom ut tidlig på 80-tallet, noe som har resultert i flere modi som «high-speed-mode» som kan takle opp til 3,4 Mbit/s. Se tabell 2.2. Enkelte I²C-enheter takler nå også 10-bits adressering, som betyr at det kan kobles opp til 1024 slaver på bussen.

<i>Modus</i>	<i>Overføringshastighet</i>
Standard-modus	100 kbit/s
Fast-modus	400 kbit/s
High-Speed modus	3,4 Mbit/s

Tabell 2.2: I²C-modusene og overføringshastighetene

I²C protokollen bruker også master/slave modus, men i motsetning til SPI kan man her ha flere master-enheter på samme buss. Det er alltid master som starter en overføring, det skjer på følgende måte: Master sender ut en startbetingelse, som forteller alle slavene at de skal lytte på datalinja for videre instruksjoner. Så sender masteren ut adressa til den slaven den vil opprette kommunikasjon med, sammen med et skrive/lese flagg som forteller om slaven skal ta imot eller sende data. Slaven med den matchende adressen trekker da SDA lav for å bekrefte at den er tilstede og klar for overføring. Så fortsetter kommunikasjonen mellom master og slave i åtte bit av gangen etterfulgt av en

bekreftelse fra den enheten som mottar. Slik fortsetter det helt til all data er overført. Når overføringen er ferdig sender master ut en stoppbetingelse som forteller slaven den kommuniserer med at overføringen er ferdig. Se figur 2.7.



Figur 2.7: I²C Overføring

På hardwarenivå er både SDA- og SCL-pinnene på hver enhet designet med en MOSFET transistor som «open-drain». Dette betyr at når en I²C-enhet skal sende en 0'er, trekkes linjen lav gjennom MOSFET'en. Men når den skal sende en 1'er, blir SDA-pinnen høyimpedans og det må være en ekstern «pull-up»-motstand som trekker linjen høy. Dette betyr at ingen I²C-enhet kan tvinge verken SDA eller SCL høy. Det er akkurat dette som brukes som meglingsmetode når det er mer enn én master tilkoblet bussen. Hvis begge master-enhetene prøver å kommunisere samtidig vil da den som først oppdager at linja er lav da den selv mener at den skal være høy måtte gi seg, og prøve på nytt senere. Når data overføres endres SDA kun mens klokkesignalet er lavt, mens endring på SDA når klokkesignalet er høyt indikerer start- og stoppbit.

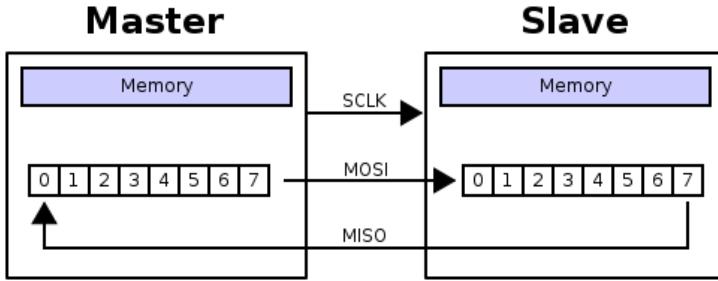
2.4.2 SPI [45]

SPI-bussen er en synkron seriell datalink fra Motorola som oppererer i full-duplex modus, noe som betyr at det kan overføres data i begge retningene samtidig. Enhetene kommuniserer med hverandre i master/slave modus, som vil si at det alltid er masteren som setter igang en overføring uavhengig av hvilken retning dataene skal. Det kan kobles mange slave-enheter til bussen, men bare én master som styrer all kommunikasjonen. For å bestemme hvilken slave masteren skal kommunisere med, må hver slave ha en SS³-inngang slik at masteren kan si fra direkte til slaven den prøver å oppnå kontakt med. På hardwarenivå består bussen av fire linjer, Master Input/Slave Output (MISO), Master Output/Slave Input (MOSI), Serial Clock (SCLK) og SS.

For å starte en overføring må masteren først konfigurer klokka slik at klokkefrekvensen er mindre eller lik makshastigheten til slaven den skal kommunisere med. Så sier masteren fra til den ønskede slaven ved å trekke den korresponderende SS-linen lav. For hver klokkeperiode blir et og et bit skiftet ut på MISO- og MOSI-linjene fra et

³Også ofte kalt Chip Select (CS)

skiftregister i både masteren og slaven som går inn på motsatt ende av skiftregisteret i den andre enheten⁴. Se figur 2.8.



Figur 2.8: SPI oppkobling og ringkoblet skiftregister

Det mest signifikante bittet i registeret blir skiftet ut, mens bittet som skal mottas blir skiftet inn til den minst signifikante enden av skiftregisteret. Når det har gått åtte klokkeperioder vil data som lå i skiftregisteret til masteren ligge i skiftregisteret til slaven og omvendt. Enhetene kan da lese byten den andre sendte og lagre den til minnet. Hvis det er flere data som skal overføres legger enhetene inn nye data i skiftregistrene og prosessen gjentas. Når bussen skal brukes til enveiskommunikasjon vil data likevel bli klokket begge veier, men bare dataene som går den ene veien er gyldige. Når overføringen er ferdig skrur masteren av klokkesignalet og setter den aktuelle SS-linjen høy igjen.

To andre busstyper som er nevneverdige er CANbuss og LINbuss.

- **CANbuss:** Controller-Area Network (CAN)bussen er tiltenkt kjøretøy. Bussen tillater mikrokontrollere å kommunisere med hverandre uten å måtte bruke en vert som styrer den. Den er spesielt utviklet for bruk i kjøretøy, men brukes gjerne i andre områder hvor det kreves høy grad av pålitelighet.
- **LINbuss:** Local Interconnect Network (LIN)bussen er også tiltenkt datasystemer i kjøretøy. Dette er en liten og treg buss som brukes som en billig «sub-buss» til CANbussen for å koble til små sensorer og enkle el-motorer.

Disse bussene blir ikke vurdert til CanSaten fordi de ikke er harwarestøttet i mikrokontrollerene vi har tenkt å bruke.

⁴Ringkoblet skiftregister

Kapittel 3

Hovedkort

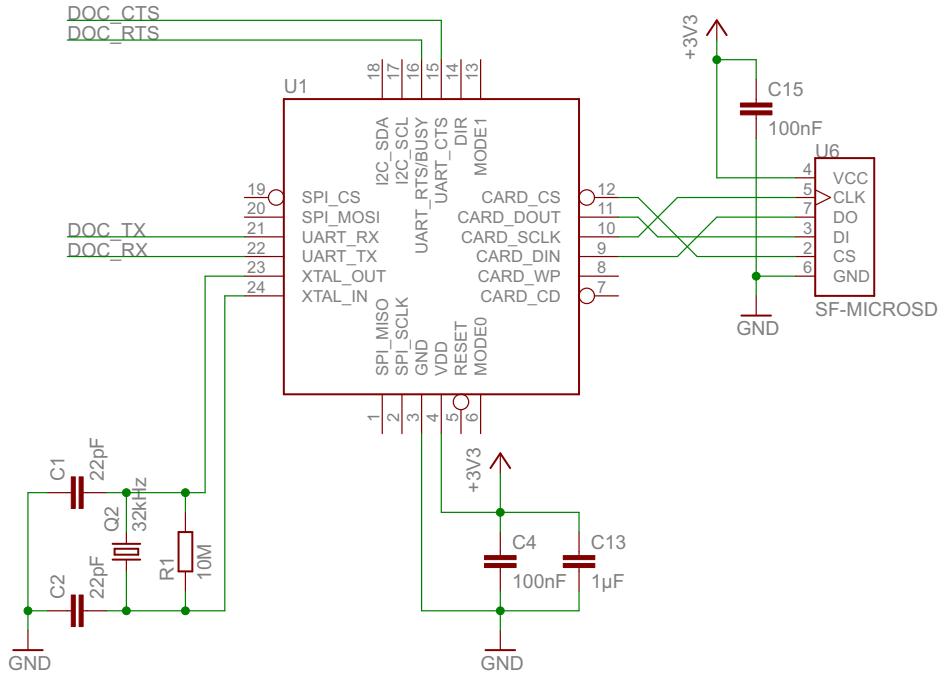
3.1 Hardware

Her beskrives de ulike delkretsene hovedkortet er bygd opp av. Kretsskjema til hovedkortet finnes i figur ?? i vedlegg ?? på side ??

3.1.1 DOSonChip

DOSonChip CD17B10 er en minnekortkontroller fra Wearable Inc. med et integrert PC-kompatiblet filsystem. Med denne kretsen kan lesing og skriving til PC-kompatible filer til og fra utbredte minnekort utføres med enkle kommandoer. I tillegg kan det benyttes en integrert Real-time Clock (RTC) til å tidsmerke filer. DOSonCHIP gir også mulighet for in-system firmware oppgraderinger for fremtidige optimaliseringer og for å kunne støtte kommende minnekortstandarder. Kontrolleren støtter i dag følgende minnekortformfaktorer: Multi-Memory card (MMC), Secure Digital (SD), miniSD, microSD, Secure Digital High Capacity (SDHC), miniSDHC og microSDHC. Brikken har et komplett instruksjonssett for både FAT16- og FAT32-filsystem og fungerer som en naturlig utvidelse av dette filsystemet til en mikrokontroller. Dette gjør sluttpunktet mer funksjonelt uten å måtte legge til kompleksiteten til et operativsystem.

Mikrokontrolleren (verten i systemet) kan kommunisere med brikken gjennom UART-, SPI- eller I²C/SMBus-interface. Den enkleste kommunikasjonen softwaremessig, oppnås gjennom å bruke UART. Det ligger også et forslag til Application Programming Interface (API) på hjemmesidene til Wearable Inc. hvor det er brukt UART-kommunikasjon. I figur 3.1 vises DOSonChip implementert på hovedkortet slik det er foreslått i databladet [43]. I tillegg til ordinær UART-kommunikasjon med Rx- og Tx-linjer benyttes det flytkontroll med signalene Clear to Send (CTS) og Request to Send (RTS). På denne brikken fungerer dette litt annerledes enn hva som er vanlig; når verten ønsker å kommunisere med DOSonChip må den vente til RTS-linen er lav (den indikerer at DOSonChip er opptatt), og når verten ønsker data fra DOSonChip, må CTS-linen settes lav for å tillate DOSonChip og sende data til verten. I figur 3.1 er også RTC-finessen implementert med komponentene C1, C2, R1 og Q2. Dette muliggjør tidsmerking av filene som lagres



Figur 3.1: Implementering av DO SonChip

på minnekortet. Klokken kan naturligvis leses og stilles av verten. Databladet skryter av brikkens plassbesparende pakke (QFN24) vist i figur 3.2, som kan by utfordringer ved manuell montering.

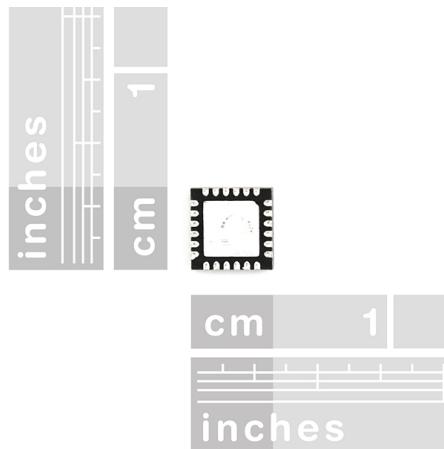
3.1.2 Mikrokontroller

På hovedkortet er det plassert en litt kraftigere mikrokontroller enn den vi ellers har valgt å bruke på modulene i CanSaten, en ATMega128 [6]. Denne er valgt fordi den har et særdeles stort programminne som kan være nødvendig i senere revisjoner av CanSaten. Brikken har også to UART-moduler som er nødvendig siden vi både kommuniserer med DO SonChip og USB-interface (mer om dette i avsnitt 3.1.3). Den har også en del flere pinner, noe som forenkler bruk av evt. tilleggsperiferi.

3.1.3 Lysdioder

For å gi rask og pålitelig status på programflyten til mikrokontrolleren benyttes det to lysdioder i forskjellige farger. Ved å kombinere bruken av disse (av, på, hurtig blink, sakte blink) kan man i løpet av et øyeblikk avgjøre status på CanSaten. Lysdiodene er fremstilt i OFM pakke: 0805, og plassert ut mot kanten av kretskortet.

Gruppen har valgt SML-210PT (grønn) og SML-210VT (rød) fra ROHM Semiconductor. Disse har en ledespenning på henholdsvis 2,1 V og 1,9 V ved 20 mA. Formotstand



Figur 3.2: Footprint til DOSonChip

bør da være:

$$\frac{U_{CC} - U_{LED.fwd}}{I_{LED.fwd}} = \frac{3,3 \text{ V} - 2,1 \text{ V}}{20 \text{ mA}} = 60\Omega$$

Dette strømtrekket er helt på kanten av hva mikrokontrolleren klarer å levere uten å benytte en drivtransistor, og i tillegg det desidert høyeste strømtrekket blant resten av modulene på kortet, så vi velger å minke strømmen ved å øke formotstanden. Viser enkelt fremgangsmåten for SML-210PT:

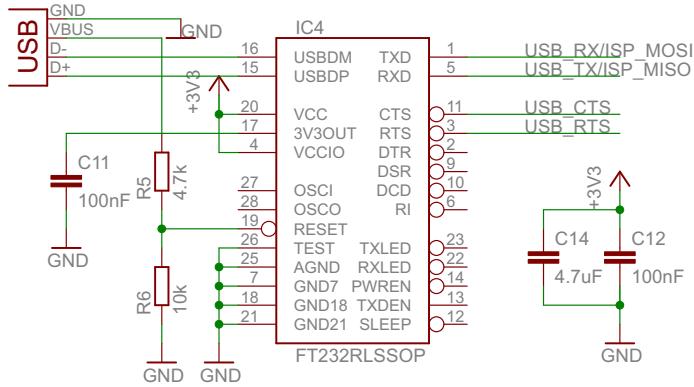
- Velger en større formotstand, 180Ω
- $I_{LED.fwd} = \frac{U_{CC}-U_{LED.fwd}}{R_{LED-fwd}} = \frac{3,3 \text{ V}-2,1 \text{ V}}{180 \Omega} = 6,6 \text{ mA}$
- Leser fra databladet at ved $I_{LED.fwd} = 7 \text{ mA}$ er $U_{LED.fwd} = 2,0 \text{ V}$
- $I'_{LED.fwd} = \frac{U_{CC}-U'_{LED.fwd}}{R_{LED-fwd}} = \frac{3,3 \text{ V}-2,0 \text{ V}}{180 \Omega} = 7,2 \text{ mA}$
- Ved $I'_{LED.fwd} = 7,2 \text{ mA}$ er relativ lysstyrke minket til 40% i følge databladet.
- Vi er fornøyd med 40 % av lysstyrken med 64 % reduksjon i strømmen.

3.1.4 USB-interface

For å lage et effektivt og universelt interface fra CanSaten mot en PC er det valgt å implementere et USB-interface som vist i figur 3.3. Tanken bak å ha et PC-interface er at man enkelt kan «debugge» programmet til mikrokontrolleren og lese ut måledata fra CanSaten med så lite tilleggsutstyr som mulig. Dette er meget praktisk ute i felten hvor det som regel er begrenset med tid og svært upraktisk med tilleggsutstyr.

USB-interfacet tilbyr 5 V spenningsforsyning med garantert 100 mA strømtrekk.¹-hubben kan tilby 500 mA på forespørsel hvis den har nok kapasitet. Siden CanSaten

¹USB



Figur 3.3: Implementering av USB-interface mot mikrokontrolleren

har egen strømforsyning brukes ikke USB-spenningen til annet enn å aktivere USB-kontrolleren når pluggen settes i.

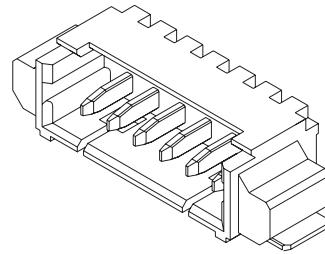
Brikken vi har valgt er en FT232R [19]. Denne brikken oppfører seg som en virtuell serieport når den tilkobles en datamaskin, og den trenger ingen drivere for at brikken skal fungere. På den andre siden av brikken er det et UART-interface mot mikrokontrolleren, med valgfri flytkontroll der dette kreves. Fordelen med FT232R-brikken er at den krever svært få eksterne komponenter og er meget enkel å implementere i et embedded-system. For å kommunisere mot en PC trenger mikrokontrolleren kun å lese/skrive til den innebygde UART-modulen.

FT232R-brikken har mulighet for å bruke USB til spenningsforsyning, og det er i tillegg integrert en 3,3 V regulator som kan brukes til å forsyne eventuelle mikrokontrollere. Siden hovedkortet allerede har en 3,3 V spenningsregulator er den innebygde regulatoren overflødig i vårt design. Dermed blir utgangen avkoblet med en kondensator som anbefalt i databladet [19].

3.2 Programmering av mikrokontrolleren

Mikrokontrolleren på kortet kan programmeres på forskjellige måter:

- **ISP-programmering:** Her programmeres mikrokontrollerene med et SPI-grensesnitt (mer om dette i avsnitt 2.4.2 på side 2.4.2) som krever 6 pinner. Denne metoden er den mest brukte på AVR-kretser.
- **JTAG-interface** Dette er et standardisert interface spesifisert av IEEE-gruppen og bruker 10 pinner. Fordelen med dette interfacet er at man også kan drive sann-tids debugging på kretsen som er tilkoblet. Kun de større AVR-kretsene har dette interfacet.



Figur 3.4: Skisse av ISP-plugg

- **High Voltage programmering:** Begge de to forrige interfacene kan deaktivieres intet i AVR-kretsen. Med High Voltage programmering kan man få programmert kretsen uavhengig av hvilke interface som er aktivert i mikrokontrolleren. Her benyttes 8-bits parallel kommunikasjon samt 10 styresignaler². Ulempen er at metoden krever +12 V spenningsforsyning, samt at det kreves mange datalinjer.

På CanSaten er det valgt ISP-programmering som programmeringsgrensesnitt på grunn av lavt pinneantall og at det er allsidig. JTAG-interfacet har blitt deaktivert til fordel for I/O-linjer. ISP-kontakten som er valgt er en 53261-06 fra Molex [31] som vist i figur 3.4. Denne gir mulighet til å plugge inn en programmerer uten å måtte demontere de ulike modulene på CanSaten fra hverandre. I tillegg er kontakten relativt liten ($13\text{ mm} \times 6\text{ mm}$), noe som gjør den plasseringsvennlig på kretskortet, samtidig som den er robust nok til å tåle en del tilkoblinger³.

3.2.1 IR-mottaker

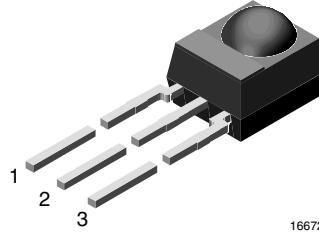
IR-mottakeren er ment til ekstern kommunikasjon mot hovedkortet mens det står montert i den vanntette innkapslingen. Siden inkapslingen er transparent, vil lys passere tilnærmet uhindret. Det er kun implementert en mottaker og ikke en sender siden status på CanSaten vil kunne leses av visuelt med strategisk plasserte lysdioder. IR-mottakeren er ment å ta imot kommandoer for blant annet aktivering av radiomodul, nullstilling av moduler og kalibreing av høydemåler.

På hovedkortet er det brukt en TSOP348 fra Vishay Semiconductor [42] som vist i figur 3.5. Dette er en integrert IR-modul som tar imot IR-signaler modulert på 38 kHz⁴. Hensikten med en slik modulering er å stenge ut eventuelle uønskede IR-kilder som kan introdusere ukorrekte data. I figur 3.6 vises det hvordan IR-mottakeren er implementert i systemet. RC-filteret på V_S er anbefalt i databladet for å motvirke spenningsforstyrrelser.

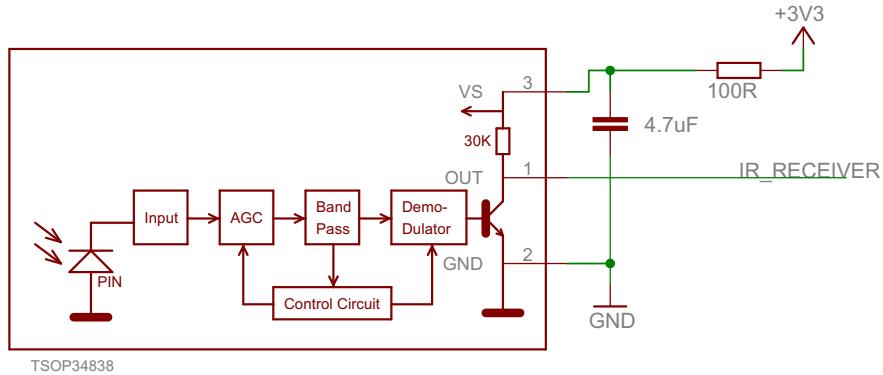
²På AVR-kretser med kun 8 pinner benyttes High Voltage seriell programmering. Her kan det være gunstig å bruke dette interfacet hvis man må deaktivere $\overline{\text{RESET}}$ -pinnen (som brukes til ISP-programmering) til fordel for en I/O-pinne

³Molex garanterer at kontakten er innenfor spesifikasjonen etter 30 til- og frakoblinger

⁴38 kHz-utgaven heter TSOP34838



Figur 3.5: Skisse av IR-mottaker



Figur 3.6: Implementering av IR-mottaker

3.2.2 Strømmåling

Som «Current shunt monitor» på hovedkortet er det valgt brikken INA193 fra Texas Instruments (TI). Denne IC-en kan måle common-mode spenninger fra -16 V til $+80\text{ V}$ uavhengig av V_{CC} . Brikken forsterker spenningsfallet over shunten 20 ganger slik at det skal være enkelt å lese av resultatet (på f.eks en ADC). Den interne forsyningsspenningen kan ligge i området $2,7\text{ V}$ til 18 V , og den trekker maksimalt $900\text{ }\mu\text{A}$. Den store fordelen med denne IC-en er at total målefeil⁵ er spesifisert til maksimum 3 % over hele temperaturområdet ($-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ til $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$).

Beregning av R_{shunt} For å beregne korrekt verdi på shuntnotstanden må det tas hensyn til maksimalt forventet totalt strømtrekk fra kortet. I tabell 3.1 er en oversikt over typisk og maksimalt strømtrekk over komponentene på kortet:

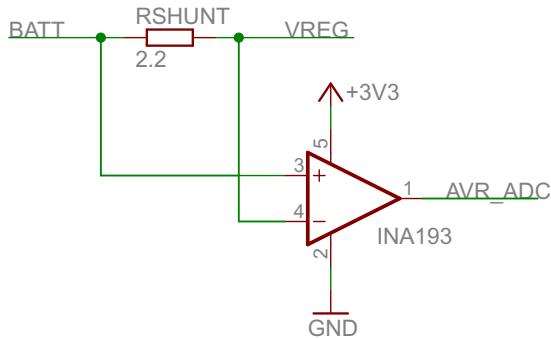
Maksimalt strømtrekk for kortet blir da $I_{tot,max} = 61\text{ mA}$ (untatt minnekortet). Dette skal tilsvare et fullskala måleresultat for ADC-en som er $AV_{CC} = 3,3\text{ V}$. Siden INA193 forsterker V_{Rshunt} med 20 ganger må V_{Rshunt} ikke være høyere enn $V_{Rshunt,max} = 0,165\text{ V}$ for at INA193 ikke skal gå i metning. Verdi på R_{shunt} bør da maksimalt være:

$$\frac{V_{Rshunt,max}}{I_{tot,max}} = \frac{0,165\text{ V}}{61\text{ mA}} = 2,7\text{ }\Omega$$

⁵Dette inkluderer både gain error og offset-feil som vist i eksempelet på side 2

Komponent	I _{typ}	I _{max}
ATMega128 [6]	2,5 mA(3,3 V, 4 MHz, idle)	6 mA(3,3 V, 4 MHz, active)
ATMega128 ADC [6]	0,3 mA(ADC ved 50 kHz)	0,4 mA(ADC ved 50 kHz)
TSOP348 [42]	0,4 mA	0,5 mA
LP2985 [33]	0,85 mA(ved I _L = 150 mA)	2,5 mA(ved I _L = 150 mA)
INA193 [11]	0,75 mA	0,9 mA
FT232R [19]	15 mA	16 mA
DOSonChip [43]	3,2 mA	5 mA
2 stk. LEDs [34]	25 mA	30 mA
microSD-card	?	

Tabell 3.1: Oversikt over komponentenes strømtrekk



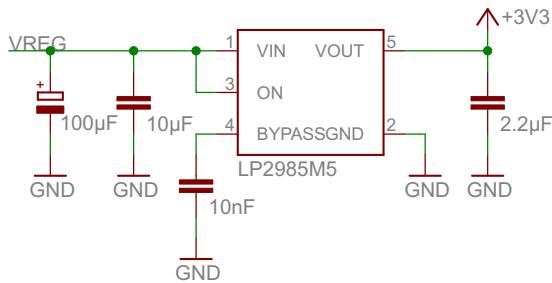
Figur 3.7: Implementering av strømmåler

For å lage litt rom for minnekortets strømtrekk velges $R_{shunt} = 2,2 \Omega$ (som er en verdi i E6-, E12- og E24-rekken av resistorer). Maksimalt målbart strømtrekk for kortet blir da:

$$\frac{V_{Rshunt,max}}{R_{shunt}} = \frac{0,165 V}{2,2 \Omega} = 75 \text{ mA}$$

3.2.3 Spenningsregulator

Regulatoren som er valgt er en LP2985 fra TI, implementert som vist i figur 3.8. Dette er en LDO-regulator som kan leve opp til 150 mA. Den største fordelen med denne er at den er meget kompakt (SOT-23), noe som er viktig i vårt design. Den kan brukes med keramiske utgangskondensatorer som tar minimalt med plass. En annen nyttig finnes er at regulatoren er utstyrt med on/off-pinne. Dette gjør at man kan skru av spenningsforsyningen til hele kortet uten ekstra komponenter. På hovedkortet er denne funksjonen forbikoblet, men på andre modular i satelitten brukes dette til strømstyring fra mikrokontrolleren på hovedkortet.



Figur 3.8: Implementering av spenningsregulator

C_{INN} Kondensator(er) på inngangen må være større enn $1 \mu\text{F}$, og kan økes uten grense. Det er ingen krav til Ekvivalent Serie Resistans (ESR), men den bør være plassert 1 cm eller nærmere regulatoren. Det er valgt å supplere plastkondensatoren med en elektrolyttkondensator på $100 \mu\text{F}$ siden strømmen fra batteriet blir transportert gjennom flere kontaktpunkt på busskonnektoren.

C_{BYP} Bypass-kondensatoren på 10nF er valgfri, men anbefales i databladet da den vil betydelig redusere støy på utgangen.⁶ DC-lekkasje bør være mindre enn 100nA . Databladet anbefaler kondensatorer med dielektrikum NPO eller COG.

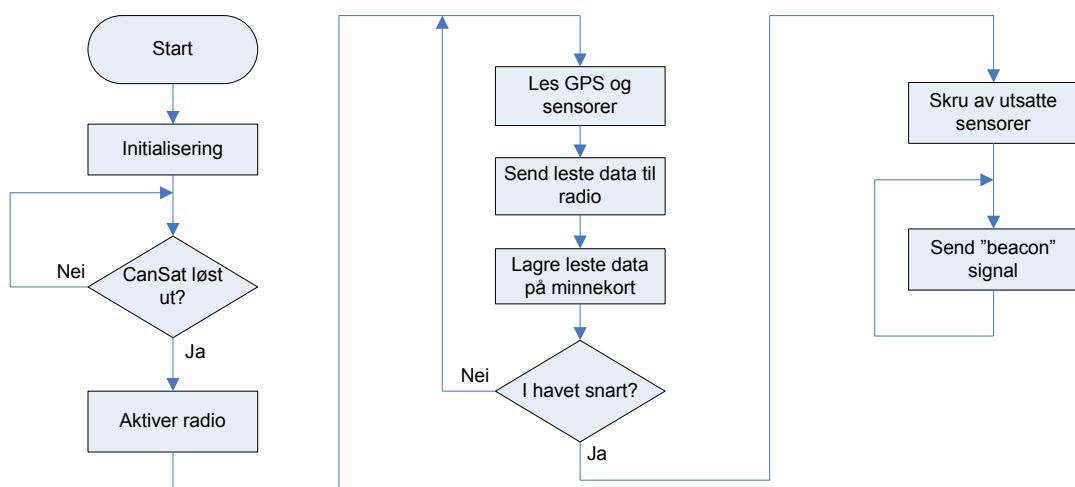
C_{OUT} For at regulatoren skal være stabil må ESR til C_{OUT} være i området $5 \text{ m}\Omega$ til $0,8 \Omega$. Regulatoren krever $C_{\text{OUT}} \leq 2,2 \mu\text{F}$, kapasitansen kan økes uten grense. Siden det er plassert en del avkoblingskondensatorer rundt på kortet er $2,2 \mu\text{F}$ tilstrekkelig verdi på kondensatoren. C_{OUT} bør plasseres så nær regulatoren som mulig, og ikke lengre unna enn 1 cm. Databladet anbefaler også å styre unna kondensatorer med dielektrikum Z5U og Y5V pga høy temperaturkoeffisient⁷, og heller velge kondensatorer med det noe dyrere dielektrikummet X7R som holder kapasitansen innenfor $\pm 15 \%$.

3.3 Software

I figur 3.9 er det illustrert programets gang på hovedkortet.

⁶Internt i regulatoren blir C_{byp} brukt til avkobling av den interne spenningsreferansen

⁷kapasitansen kan minke med 50 % når T_{amb} går fra 25 °C til 85 °C



Figur 3.9: Flytskjema for programmet til mikrokontrolleren

Kapittel 4

GPSkort

De viktigste oppgavene til GPS-kortet er å motta informasjon som posisjon, fart og tid fra GPS-satellittene, lese sitt eget strømtrekk, gjøre om dataene til lesbare tekststrenger og sende disse dataene til hovedkortet på forespørsel. Den største utfordringen med dette kortet var å designe en strømforsyning som skulle forsyne en aktive antennen uten å endre impedansen på antennelinjen.

4.1 Teori

4.1.1 NMEA-0183 Protokollen

[21] NMEA-0183 er data protokoll og elektronisk interface for kommunikasjon mellom marint elektronisk utstyr som ekkolodd, GPS, autopilot osv. Protokollen er definert og vidreutviklet av National Marine Electronics Association, som er et ikkeprofiterende forbund bestående av produsenter, distributører, forhandlere, utdanningsinstitusjoner og andre som interesserer seg for marint utstyr. NMEA bruker enkel seriell kommunikasjon (UART) for å overføre data mellom enhetene se tabell 4.1

<i>Seriell konfigurasjon</i>	
Baud rate	4800
Data bit	8
Paritet	ingen
Stopp bit	1
Handshake	ingen

Tabell 4.1: Standard Seriell konfigurasjon av NMEA-protokollen

På applikasjonsnivå starter hver NMEA melding med et dollartegn etterfulgt av en identifikasjon på fem byte, der de to første identifiserer hva slags enhet som sender og de tre neste er hvilken type melding som etterfølger. Hver datasekvens er avskilt med et komma, som etter siste sekvens avsluttes med stjernetegn. Rett etter stjernetegnet følger en sjekksum på to byte som er en bitvis «eksklusiv-eller» (XOR) av alle data mellom dollartegnet og stjernetegnet, dermed kan man også følge med på at det med

stor sannsynlighet ikke har skjedd feil under overføringen. Et eksempel på en slik melding er GPSmeldingen GGA:

\$GPGGA,002153.000,3342.6618,N,11751.3858,W,1,10,1.2,27.0,M,-34.2,M,,0000*5E

Forklaring på meldingen ligger i tabell 4.2

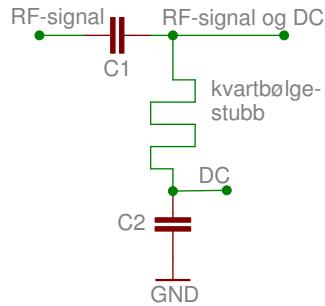
<i>Navn</i>	<i>Eksempel</i>	<i>Enhet</i>	<i>Beskrivelse</i>
Meldings-ID	\$GPGGA		GGA protokoll header
UTC Tid	002153.000		hhmmss.sss
Breddegrad	3342.6618		ddmm.mm
N/S Indikator	N		N=nord or S=sør
Lengdegrad	11751.3858		dddmm.mm
E/W Indikator	W		E=øst or W=vest
Possisjon «Fix» Indikator	1		1= gyldig «fix» eller 0 er ikke gyldig
Satellitter Brukt	10		Mellan 0 og 12
HDOP	1.2		Horisontalt nøyaktighetsavvik
MSL Høyde	27.0	meters	
Enhet	M	meters	
Geoid Separasjon	-34.2	meters	Geoide-til-ellipsoide separasjon. Ellipsoide høyde = MSL Høyde + Geoide Separasjon.
Enhet	M	meters	
Age of Diff. Corr.		sec	Null når DGPS ikke blir brukt
Diff. Ref. Station ID	0000		
Checksum	*5E		
<CR> <LF>			Meldingsterminering

Tabell 4.2: GGA Dataformat med eksempel

4.1.2 Kvartbølgestubb [1]

En kvartbølgestubb er en bit transmissjonslinje som er en kvart bølgelengde lang i forhold til frekvensen til det signalet som blir sendt på linja. Kvartbølgestubben kan brukes til flere formål. Hvis den har åpen ende kan den brukes som et «notch-filter» for på dempe enkelte frekvenser. Men man må da huske at den ikke bare demper bærefrekvensen og frekvensbåndet rundt bærefrekvensen, men også frekvensbåndet rundt de odde harmoniske til bærefrekvensen. Når kvartbølgestubben er AC-jordet i enden, har linja høy impedans på grunnfrekvensen til signalet og de odde harmoniske. Mens linja har lav impedans for like harmoniske. En AC-jordet stubb kan brukes til å konstruere en «bias tee»-krets som leverer DC-spenning til RF-enheter på samme linje som RF-signalet går¹. Se figur 4.1. Kvartbølgestubben må designes slik at stubben har høy impedans for frekvensen til RF-signalet, slik at dette signalet ikke går nedover i stubben. Stubben transformerer RF kortslutning i C₂ til RF brudd på toppen av stubben, C₁ skiller RF-signalet fra DC-spenningen og C₂ definerer lengden på stubben og verdien skal velges slik at kondensatoren skal være selv-resonant rundt bærefrekvensen. Når kondensatoren

¹«Bias tee»-kretsen fungerer som en slags multiplexer



Figur 4.1: «Bias tee»-krets

er selv-resonant, har den ingen reaktiv komponent som betyr at resistansen er nær null ohm.

4.2 Utførelse

4.2.1 Slagplan

Før designprosessen kunne starte måtte det foreligge en plan på hvordan kortet skulle bygges opp. Det første som ble gjort var å plukke ut kandidater til de mest sentrale komponentene, som GPS-modul og mikrokontroller. Helt fra starten av var det bestemt at det skulle brukes en av Atmel sine AVR mikrokontrollere. Dette skyldes at de var lett tilgjengelige og at alle på gruppa hadde god erfaring med AVR fra tidligere. Til GPS-kortet ble det besluttet at det skulle brukes en ATMega16 [13] som er en relativt liten mikrokontroller. ATMega16 har 16kB flashminne som vil være mer enn nok programminne, et UART interface for å lese data fra GPS'en, et TWI interface til å kommunisere med hovedkortet, en 10bit analog-til-digital konverterer for å lese strømtrekk og den kan kjøres opp til 16MHz noe som vil være mer enn raskt nok til at mikrokontrollern skal rekke å lese og prosessere dataene før den skal sende de til hovedprosessoren.

Det ble også relativt fort bestemt at det skulle brukes en GPS-modul fra Micro Modular Technologies. Valget falt på MN5010HS [24] fordi dette er en liten modul på bare en ganger en centimeter, den får gyldige GPS-data på under førti sekunder, trekker lite strøm og den kan forsynes med 3,3V. På grunn av størrelsen på denne modulen kommer den ikke med integrert antenn, noe som betyr at vi selv må designe utlegget mellom GPS-modulen og antennen. Og siden GPS-signalet ligger på 1,575GHz noe som er en relativt høy frekvens stilles det større krav til designet. Siden ingen på gruppen hadde erfaring med høyfrekvensdesign fra før valgte vi å prøve to ulike antenner, en liten passiv chip-antenne som får plass på kretskortet og en større aktiv patch-antenne som også må forsynes med spennin. Og siden den passive antennen virket enklest å

implementere i utlegget ble den valgt til å prøves ut i første utgave.

4.2.2 Designprosess

Først ble det laget kretskjema og valgt komponenter, så startet designet av utlegget og plassering av komponentene. Første revisjon av et GPS-kortet som skulle bruke en liten passiv antenn fungerte veldig dårlig, dermed er ikke dette kortet tatt med i rapporten. Litt om hva som gikk galt under avsnitt 4.2.4 på side 34.

Kretskjema

Det er brukt samme spenningsregulator og strømmålings-IC som på hovedkortet, det er også brukt samme framgangsmåte for å beregne R_{shunt} . Se avsnitt 3.2.2, 3.2.2 og 3.2.3 under kapitelet om Hovedkortet.

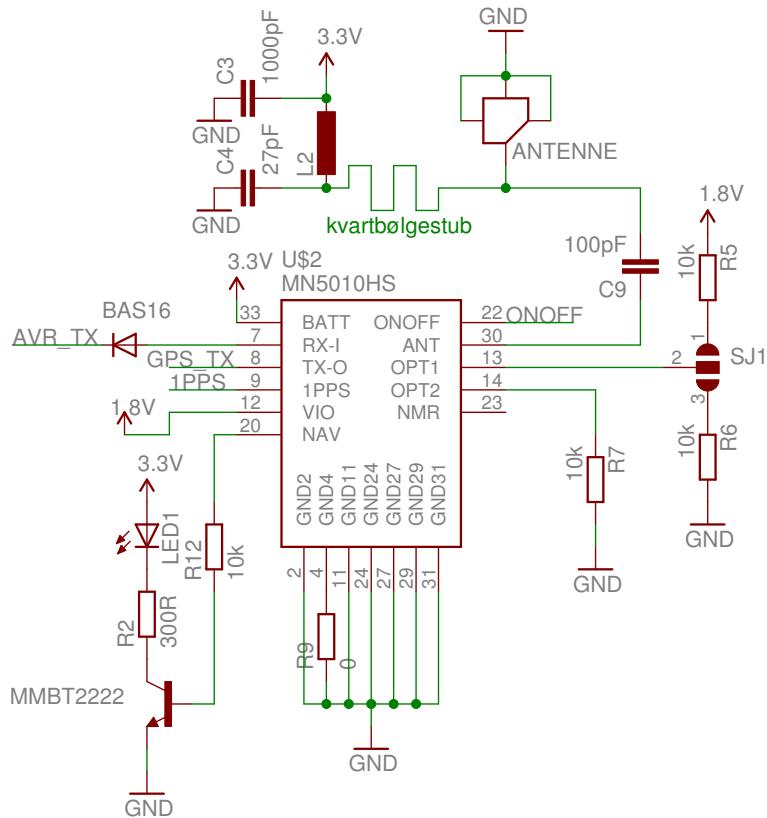
GPS-moduloppkobling Det var ganske enkelt å sette opp kretskjemaet, fordi det på forhånd var fastlagt hvordan de mest sentrale delene av systemet skulle være. Siden det allerede var valgt hvilken GPS-modul som skulle brukes var det bare å koble opp slik det var foreslått i databladet [24] og designguiden [23].

NAV-pinnen på GPS-modulen toggles med periodetid på ca. et sekund så lenge den har gyldige data. Derfor ble en lysdiode koblet til denne utgangen som dermed blinker når GPS'en har «fix». Dette medfører at det enkelt kan fastslås at GPS'en virker og får gyldige data uten å ha resten av systemet på plass. Noe som igjen betyr at GPS-modulen kan testes nesten med en gang den er loddet fast på kortet.

GPS-modulens OPT1 og OPT2 innganger brukes til å sette standard konfigurering ved oppstart. Det kan da velges hvilken hastighet modulen skal kommunisere med, om den skal sende fra seg data i «NMEA» eller «SiRF Binary» protokollen, hvilke strenger den skal sende ut og diverse funksjoner som statisk filter og «Dead Reckoning (DR)». Se tabell 4.3. Det ble valgt å trekke OPT2 lav med en «pull-down-motstand» og lage en loddebryter på OPT1 slik at det det underveis kunne velges om den skal trekkes høy eller lav. Se SJ1 i figur 4.2. Dette ble gjort fordi det var bestemt at NMEA protokollen skulle brukes og da var det ingen vits i å ha mulighet til å velge SiRF protokollen.

ONOFF inngangen brukes til å skru modulen enten av eller på. Hvis denne pinnen er flytende eller koblet til jord skrus modulen på så lenge den er koblet til forsyningsspenningen. ONOFF brukes dersom GPS-modulen skal være avskrudd mens mikrokontrolleren er på, da tar gps-modulen vare på posisjon og klokke slik at den raskere får «fix» neste gang den skrus på². Dette fungerer veldig bra dersom GPS'en ikke blir flyttet mens den er avslått, men siden CanSat'en slippes fra raketten ca. 6km vekk fra der den blir skutt opp, vil ikke denne løsningen på «hotstart» fungere veldig bra i dette tilfellet. Denne funksjonen kommer nok ikke til å bli brukt, men det kan være kjekt å ha under testingen. Det er mye bedre å regne ut ca. posisjon og tid for slipp-punktet og «mate» modulen med disse dataene fra mikrokontrolleren.

²Hotstart



Figur 4.2: Oppkobling av GPS-modul

1PPS er en utgang som pulser høyt i et mikrosekund med periodetid på et sekund, pulsingen er synkronisert så lenge GPS'en har «fix» i 3D navigeringsmodus. Dette signalet kan kobles til en av avbruddsinngangene på mikrokontrolleren slik at den kan følge med på når data ankommer fra GPS-modulen.

VIO-pinnen forsyner eksterne kretser med 1,8 V fra en spenningsregulator internt i GPS-modulen, denne pinnen er koblet som forsyning til en nivåkonverterer.

RX-inngangen på modulen tåler spenningsnivået fra mikrokontrolleren og er derfor koblet til mikrokontrolleren gjennom en diode som hindrer at det går strøm inn i GPS-modulen. TX utgangen fra modulen er koblet gjennom en spenningsnivåkonverterer før den går til RX inngangen på mikrokontrolleren.

TX-linja på GPS-modulen som er 1,8 V må konverteres til 3,3 V som går til RX-inngangen på mikrokontrolleren. Siden det ble valgt en GPS-modul som internt operer

<i>OPT1</i>	<i>OPT2</i>	Beskrivelse
0	0	NMEA 4800 Baud, GGA ^a , GSA ^b , GSV ^c (5 sek), RMC ^d , VTG ^e , SBAS Av, Statisk Filter Av, Intern «DR» Av, Track Smoothing On
0	1	SiRF Binary 57600 BPS
1	0	NMEA 57600 BPS, GGA, GSA, GSV, RMC, VTG, EE SiRF Proprietary Static Filter On, Intern DR På (15 sekunder timeout), «Track Smoothing» På, NB! modulen startes i hibernate modus
1	1	Reservert

^aGlobal Positioning Fixed Data

^bGNSS DOP and Active Satellites

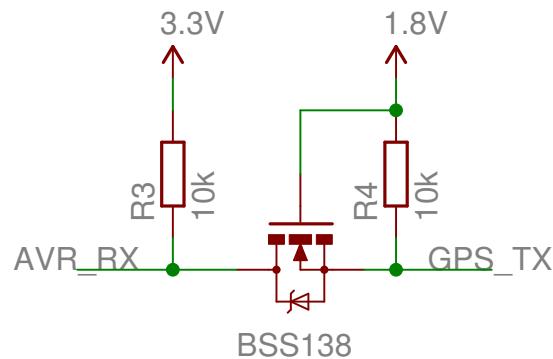
^cGNSS Satellites in View

^dRecommended Minimum Specific GNSS Data

^eCourse Over Ground and Ground Speed

Tabell 4.3: Standard konfigurering av GPS-modul

på 1,8 V vil ikke logisk høyt fra GPS-modulen være høyt nok til å bli registrert som logisk høyt nivå hos mikrokontrolleren. Derfor måtte vi konvertere signalene slik at mikrokontrolleren og GPS-modulen kunne kommunisere med hverandre. Det er flere metoder som kan benyttes for å få til en slik konvertering. Og siden vi ikke trenger stille store krav til hastighet når det kun skal mottas GPS-strenger i 4800 Baud. Ble det valgt en enkel og komponenteffektiv løsning bestående av to motstander og en transistor. Se figur 4.2 og 4.3.



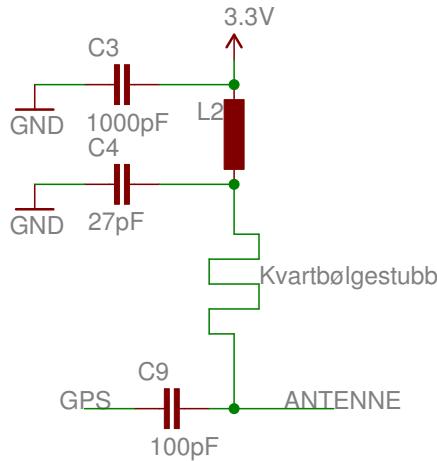
Figur 4.3: Kretsskjema Nivåkonverterer

Nivåkonvertereren fungerer slik at når TX-linja fra GPS'en er høy³ er det ingen

³Høy for GPS'en er 1,8 V

spenning over R_4 ⁴ og transistoren sperrer, da drar R_3 RX-linja til mikrokontrolleren høy⁵. Når TX-linja fra GPS'en er lav får vi et spenningsfall over R_4 som åpner transistoren og RX-linja til mikrokontrolleren blir dratt lav.

Forsyning til aktiv antenn De fleste aktive GPS-antennene krever at RF-signalen



Figur 4.4: Kretskjema Forsyning til aktiv antenn

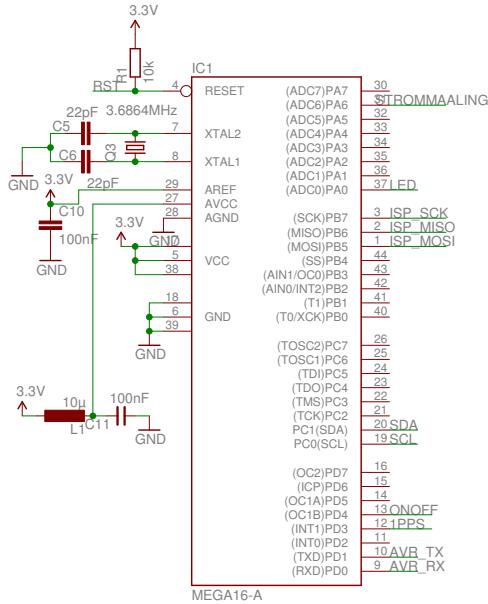
skal ligge oppå forsyningsspenningen på samme linje. Derfor lønner det seg å bruke en kvartbølgestubb til å forsyne antennen for ikke å forstyrre impedansmatchingen mellom antenneneutgangen og GPS-modulen. Kvartbølgestubben transformerer RF-kortslutning i den ene enden til RF-brudd i den andre, dermed ser man ideelt uendelig motstand inn i stubben fra GPS-signalets side. Derfor vil GPS-signalet gå inn på antenneneinngangen på GPS-modulen og ikke langs stubben til forsyningsspenningen. Det er også brukt en induktans L_2 sammen med en kondensator C_3 danner et LC-filter som sikrer stabil forsyningsstrøm til antennen. LC-filteret dobbeltsikrer også at ikke høyfrekvent støy fra GPS'en skal komme inn på forsyningslinjene til hele GPS-kortet. Se figur 4.4.

Mikrokontrolleroppkobling Det var også bestemt på forhånd hvilken mikrokontroller som skulle brukes, det var valgt en AVR ATMega16 fra Atmel. For å få koblet opp denne riktig ble databladet [13] til mikrokontrolleren brukt sammen med endel kunnskap gruppen hadde tilegnet seg fra tidligere prosjekter. Se figur 4.5

In-System Programming (ISP) brukes for å programmere mikrokontrolleren mens den sitter på kortet. ISP bruker SPI-bussen til å overføre programmet til mikrokontrolleren. Pinnene MISO, MOSI, SCLK ble koblet til kontakten som vist i figur 4.6. Når

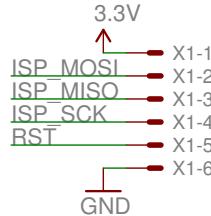
⁴Spenningen over R_4 er samme som V_{GS}

⁵Høy for mikrokontrolleren er 3,3 V



Figur 4.5: Oppkoblingen av mikrokontrolleren

vi skal programmere en AVR må den være i programmeringsmodus før data påtrykkes SPI bussen, dette gjøres ved å bruke «reset» pinnen som en \bar{SS} -inngang. Dermed går mikrokontrolleren i reset-modus og data som kommer inn via SPI-interfacet blir lagret i programminnet. Se forøvrig avsnitt 3.1.4 side 16.



Figur 4.6: Tilkobling til programmeringskontakten

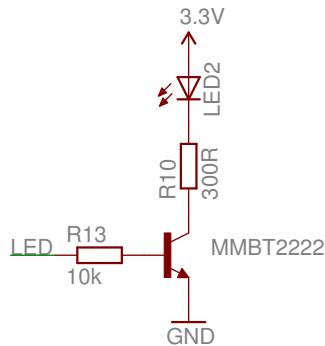
RESET-pinnen på mikrokontrolleren brukes ikke bare til ISP-programmeringen, men også for å starte mikrokontrolleren på nytt. **RESET** er aktiv lav med en intern «pull-up»-motstand, men for å være på den sikre siden og unngå at prosessoren skal restartes ukontrollert er også en ekstern «pull-up»-motstand koblet inn.

Forsyning til ADC ble laget med et LC-filter bestående av L_1 og C_{11} i figur 4.5. L_1 sikrer stabil strøm inn til AVCC som er den analoge forsyningspinnen til mikrokontrolleren. Dette gjøres slik at avlesningene med ADC skal bli mer nøyaktig.

Krystall ATMega16 mikrokontrolleren har mulighet til å forsyne seg selv med klokke-

signal fra en intern RC-oscillator, men også fra et eksternt krystall. På grunn av at mikrokontrolleren skal kommunisere med GPS'en over UART i 4800 Baud er det lurt å velge en klokkefrekvens som kan nedskaleres slik at den treffer den riktige baudraten. Når den interne RC-oscillatoren blir brukt kan det forventes en feilprosent på 0,2% ved 4800 baud, men med et eksternt krystall helt ned til 0,0 % så lenge det har riktig frekvens. På GPS-kortet ble det valgt å bruke et krystall på 1,8432MHz, men siden Farnell ikke hadde dette da bestillingen skulle sendes ble det i stedet bestilt et på 3,6864MHz. Dette vil ikke ha noen betydning for andre deler av systemet siden ingen andre komponenter må byttes ut. Den eneste forskjellen er at prosessoren kjører dobbelt så raskt som planlagt, dette betyr igjen at prosessoren utfører instruksjonene dobbelt så raskt og den kan utføre flere instruksjoner mellom hver gang hovedkortet ber om data.

Feilsøking-LED På PA0 er en lysdiode koblet inn via en transistor, som kan brukes til feilsøking under utvikling av software. Når software er ferdigutviklet vil denne lysdioden bli brukt som indikator for å fortelle at mikroprosessoren fungerer og ikke har krasjet. Lysdioden er koblet opp som vist i figur 4.7



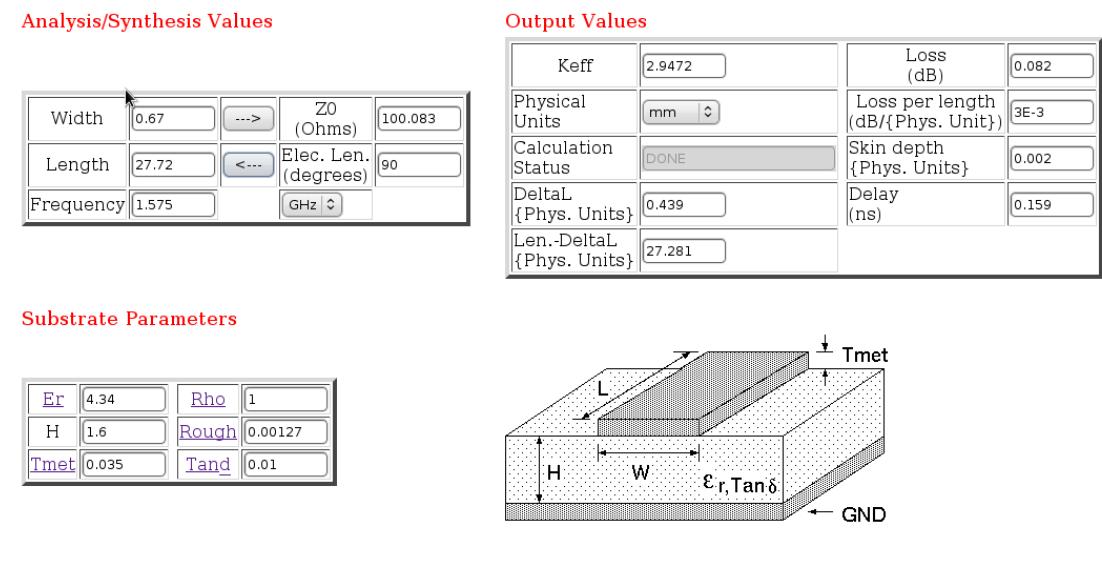
Figur 4.7: Oppkobling av feilsøkingslysdiode

SDA og **SCL** kobles direkte til I²C-bussen, som er hovedkommunikasjonsmetode mellom alle kortene. I teoridelen om I²C fortelles det hvordan denne virker. Se avsnitt 2.4.1 på side 10.

Utteggs

Så fort kretsskjemaet var ferdig designet begynte jobben med å få laget utlegget. Det vanskeligste med dette var å placere komponentene riktig i forhold til hverandre slik at færrest baner krysset hverandre. En annen ting som måtte tas hensyn til var å få riktig lengde og tykkelse på kvartbølgestubben. For å regne ut disse verdiene ble en ferdig mikrostripekalkulator [27] brukt. Da var det bare å legge inn verdier for krets-kortets tykkelse(H), dielektrisitetskonstanten til kretskortmaterialet(ϵ_r), relativ resistans for kobber (Rho), tykkelsen på kobberet (Tmet), ruheten til kobberlaget(Rough), frekvensen til GPS-signalet, impedansen du ønsker i linja(Z_0) og siden dette skal være en

kvart bølgelengde må «Electrical Length» være en kvart periode altså 90 grader. Se figur 4.8.⁶



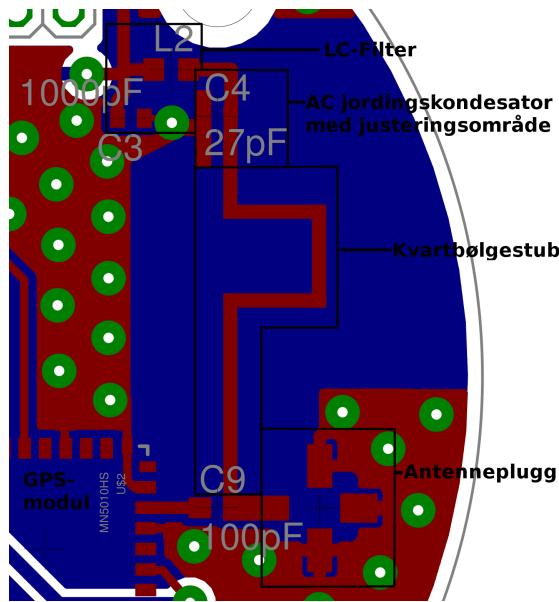
Figur 4.8: Mikrostripkalkulator på internett

For å spare plass på utlegget ble kvartbølgestubben brettet. Som en tommelfingerregel må den brettes i rette vinkler og avstanden mellom hver brett skal ikke være mindre enn fem ganger bredden til kvartbølgestubben. Siden det er et jordplan på komponent-siden av kortet måtte det passes på at ikke også dette kom nærmere enn fem ganger bredden på stubben. For å være på den sikre siden ble det valgt fem milimeter mellom hver brett, og enda større avstand til jordplanet, når det kunne vært nok med 3,35 mm. Se figur 4.9.

Lengden av kvartbølgestubben bestemmes av hvor AC jordingskondensatoren C_4 blir koblet til. Siden noen av parametrene som ϵ_r , Rho og Rough er litt usikre ble det valgt å lage ca 10 % slingringsmonn. Dette ble gjort ved å lage ekstra lange «pad’er» på «footprintet» til C_4 . Se figur 4.9. Dermed kan vi finjustere «stubbene» slik at den har helt riktig karakteristikk for riktig frekvens bare ved å flytte kondensatoren C_4 .

GPS-modulen bør også skjermes så godt som mulig, derfor ble det brukt et jordplan under kortet og et på komponentsiden koblet sammen med mange via-hull slik at høy-frekvens delen av kretskortet ble best mulig skjermet fra resten av kortet. Dermed er det mindre sannsynlig at det vil oppstå interferens mellom GPS-delen og mikrokontroller-delen av kortet.

⁶Verdiene i figuren stemmer med de verdiene som ble brukt når kvartbølgestubben ble designet.



Figur 4.9: Kretsutlegg Forsyning til aktiv antennen

4.2.3 Produksjon

Produksjonen består av å etse kortet og lodde på komponentene.

Etse kortet

Før etseprosessen kunne starte måtte utlegget skrives ut på en transparent. Så ble det laget en lomme av transparentene, slik at topp og bunn lå nøyaktig over hverandre. Deretter ble kretskortet kuttet i riktig størrelse før det ble lagt i transparentlommen og belyst i en UV-belyser. Dette gjøres fordi fotoresisten skal kunne vaskes vekk med lut der det ikke skal være baner på kretskortet. Etter fotoresisten var vasket vekk der den ikke skulle være ble kortet lagt i natriumpersulfat som etset vekk kobberet bare der det ikke var fotoresist. Så var det bare å vaske vekk resten av fotoresisten med aceton og kortet var klart til loddning.

Lodde komponenter

Før komponentene ble loddet på kortet måtte det bestemmes hvilken metode som skulle brukes. Mulighetene var enten å bruke loddebolt, varmluftsstasjon eller IR-ovn. Etter en del testing ble det bestemt at IR-ovnen var det beste alternativet. Det ble brukt et mikroskop for å legge på tinn/loddepasta på «pad»ene, så ble komponentene plassert på riktig plass med en pinsett. Etter en del finjusteringer ble kortet plassert i IR-ovnen der det ble varmet opp helt til tinnet smeltet, så ble kortet tatt forsiktig ut og kjølt ned. Når kortet var kaldt og tinnet hadde stivnet ble alle viahullene loddet med vanlig loddebolt.

4.2.4 Testing

revisjon 1

For å teste GPS-kortet ble det først benyttet et multimeter for å måle motstanden mellom de forskjellige banene slik at det kunne fastslås at det ikke fantes kortslutninger. Så ble spenningsforsyning med strømbegrenser koblet til slik at ingen av komponentene skulle bli ødelagt hvis det skulle være noe galt og det dermed skulle gå for mye strøm. Deretter ble multimetert benyttet på nytt for å se om spenningene rundt om på kortet stemte. Da dette også så bra ut ble GPS-kortet plassert ved vinduet for å se om GPS-en fikk gyldige data fra satellittene. For å sjekke om GPS'en har gyldig «fix» er en lysdiode koblet til NAV-pinnen på GPS-modulen, som gir ut et pulserende signal hver gang den har gyldige data. Etter cirka ti minutter begynte lysdioden å blinke, noe som er alt for tregt til denne bruken. Antagelig skyldes dette både dårlig RF-design og at den passive antennen var for dårlig. For å løse dette problemet ble GPS-kortet redesignet slik at den aktive antennen kunne brukes. Det er ikke tatt med mye om revisjon 1 i denne rapporten, siden dette kortet ikke fungerte spesielt godt.

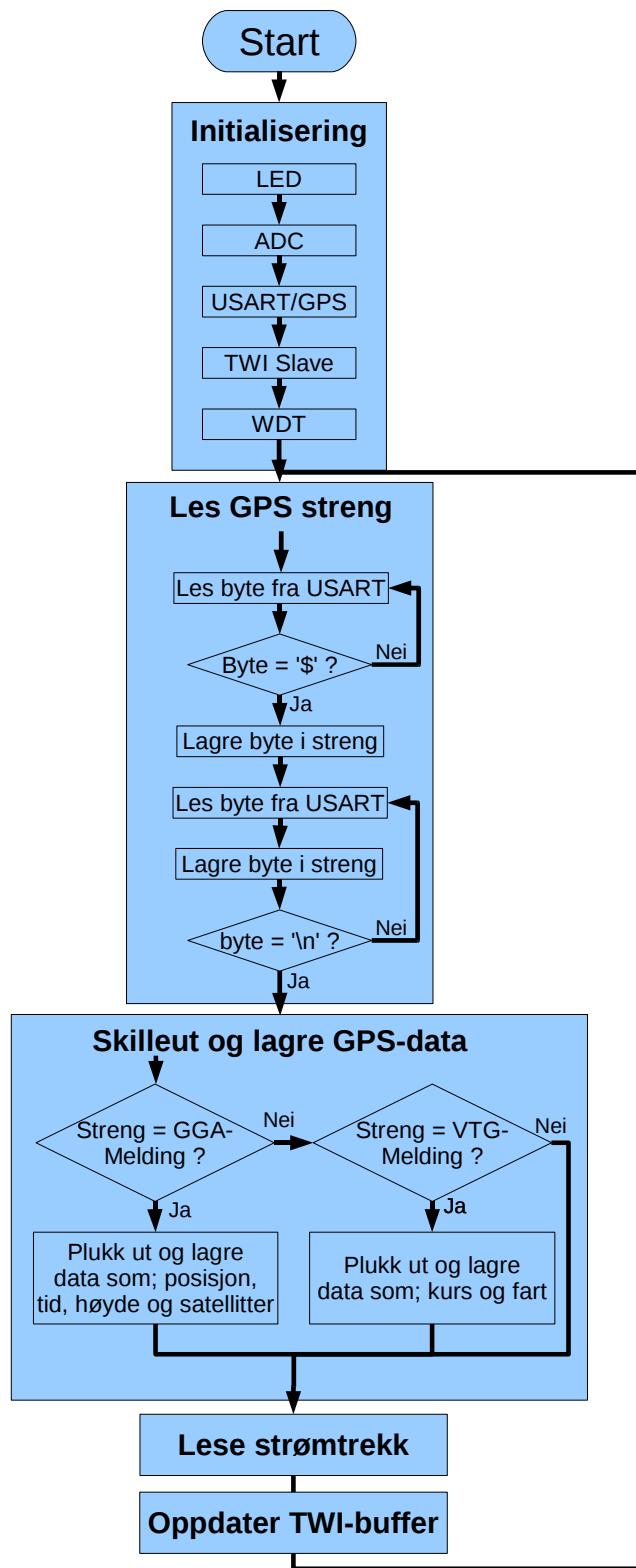
revisjon 2

For å teste revisjon 2 av GPS-kortet ble samme prosedyre som over fulgt og etter sørka 40 sekunder begynte lysdioden å blinke. Noe som betydder at GPS-modulen fungerte. Etter dette ble mikroprosessoren koblet til en AVR Dragon⁷ for å sjekke om det ble oppnådd kontakt med den, noe som også var veldig godt. Dermed kunne det konkluderes med at det ikke var noen alvorlige hardware feil på GPS-kortet.

4.2.5 Software

Utvikling av software har pågått parallelt med designprosessen, produksjonen og testingen av GPS-kortet. Så fort kretsskjemaet var ferdig begynte softwareutviklingen med AVRStudio som programmeringsgrensesnitt og simulator. Det ble laget et flytskjema for å enkelt kunne se hvordan programmet fungerer, se figur 4.10. Se også avsnitt 4.1.1 på side 23 for oppbygning av en NMEA-melding.

⁷En Atmel programmerer og debugger



Figur 4.10: Flytskjema over GPS-kortets software

Kapittel 5

Sensorkort

Sensorkortet har som hovedansvar å samle inn data fra omgivelsene, preparere dem som lesbare og loggbare tekststrenger og å sende dem til hovedkortet på oppfordring. Kretsskjema til sensorkortet finnes i figur ?? i vedlegg ?? på side ??

Følgende data skal samles inn:

- Relative Humidity (RH)
- Barometrisk lufttrykk
- Temperatur
- Akselerasjonskrefter

5.1 Konstruksjon

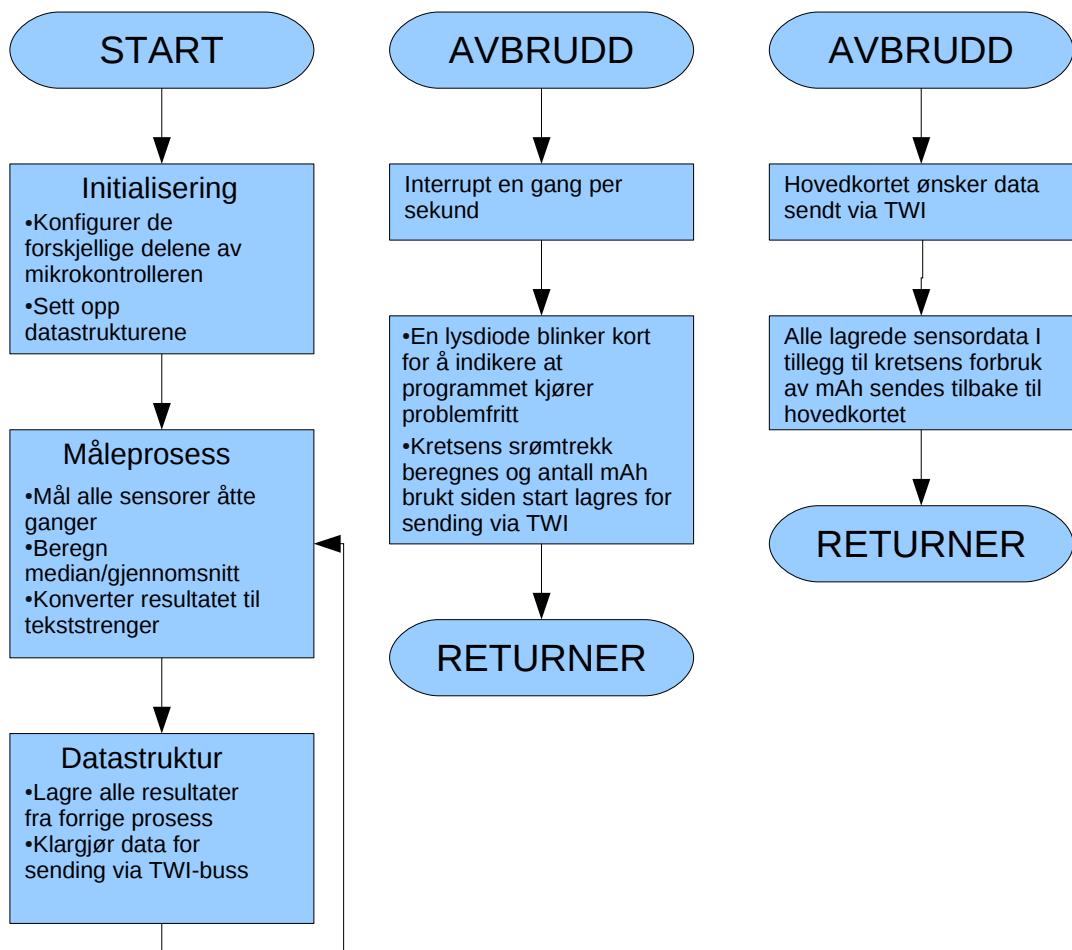
Sensorkortet er delt opp i to deler. Den ene delen er et vanlig 64 mm diameter rundt kort mens det andre er ca 20 x 13 mm. Det lille kortet skal plasseres utenfor det vanntette kammeret og inneholder alle sensorene som foretar atmosfærske målinger. Det andre kortet sitter inne i cansaten og måler innvendig temperatur og akselerasjonskrefter da disse sensorene ikke trenger kontakt med utsiden. Her ligger også mikrokontrolleren, strømforsyning og de andre nødvendige komponentene.

Kortene er koblet sammen via en seksleders flatkabel, fem av lederne brukes. En grønn lysdiode blinker kort ca en gang hvert sekund for å indikere at sensorkortet opererer feilfritt. Hvis lysdioden lyser lengre enn det har et problem oppstått og kortet omstartes automatisk.

Figur 5.1 side 38 viser en prinsipiell skisse over programflyten til sensorkortet. En grundig gjennomgang av programvaren finnes i kildekodens dokumentasjon.

5.2 Teori

Den teoretiske bakgrunnen for funksjonaliteten til fuktsensoren og temperatursensorene gjennomgås i denne delen.



Figur 5.1: Flytskjema sensorkort

5.2.1 Relativ luftfuktighet

Luft har evnen til å holde på fuktighet. Mengden vann lufta kan inneholde er bestemt av temperaturen¹; varm luft kan holde betraktelig mer vann enn kald luft. På grunn av dette kan det bli meningsløst å snakke om antall gram vann per kubikkmeter luft, da en liten temperaturforandring kan medføre betydelige endringer til luftas egenskaper (f.eks med tanke på kondensdannelse).

Derfor brukes begrepet RH når luftas innhold av vann skal måles. 100 %RH betyr at lufta er mettet med vann, hvis temperaturen synker vil noe av vannet kondensere til damp. Hvis temperaturen øker vil luftas evne til å opppta vann øke, og den relative luftfuktigheten synker. Som eksempel kan det nevnes at RH vanligvis ligger i området 45 til 65 % utendørs i Norge, og i tropiske land kan den ligge nærmere 100 %.

Fuktsensoren på sensorkortet er av type HCH-1000 som produseres av Honeywell S&C. Sensoren er av type variabel kapasitans, det vil si at kapasitansen mellom to elektroder varierer proporsjonalt med RH i lufta rundt den.

De viktigste spesifikasjonene fra produsentens datablad [20]:

Arbeidsområde:	0 til 100 %RH
Arbeidstemperatur:	fra -40 °C til 120 °C
Maks frekvens:	100 kHz
Responstid:	15 sekunder
Nominell kapasitans:	330 pF(ved 55 % RH)
Sensitivitet:	0,60 pF/%RH

Måling av relativ luftfuktighet

For å måle relativ luftfuktighet må man konstruere en krets som kan måle kapasitans. Det finnes mange gode målemetoder som gir presis beregning av kapasitans. For dette formålet falt valget på en metode som kan konstrueres på et relativt lite kretskortområde.

For å måle kapasitansen i sensoren konstrueres et RC-nettverk (se figur 5.3 side 41) Motstanden R må være en kjent størrelse, og sensoren settes inn som kapasitansen C. Mikrokontrolleren brukes for å måle tiden det tar fra et spenningssprang påføres sensoren til spenningen når 63 % av V_{cc} . Denne tiden kalles $\tau(\tau)$ og er bestemt av kapasitansen C til sensoren og motstanden R fra formelen

$$\tau = R \cdot C$$

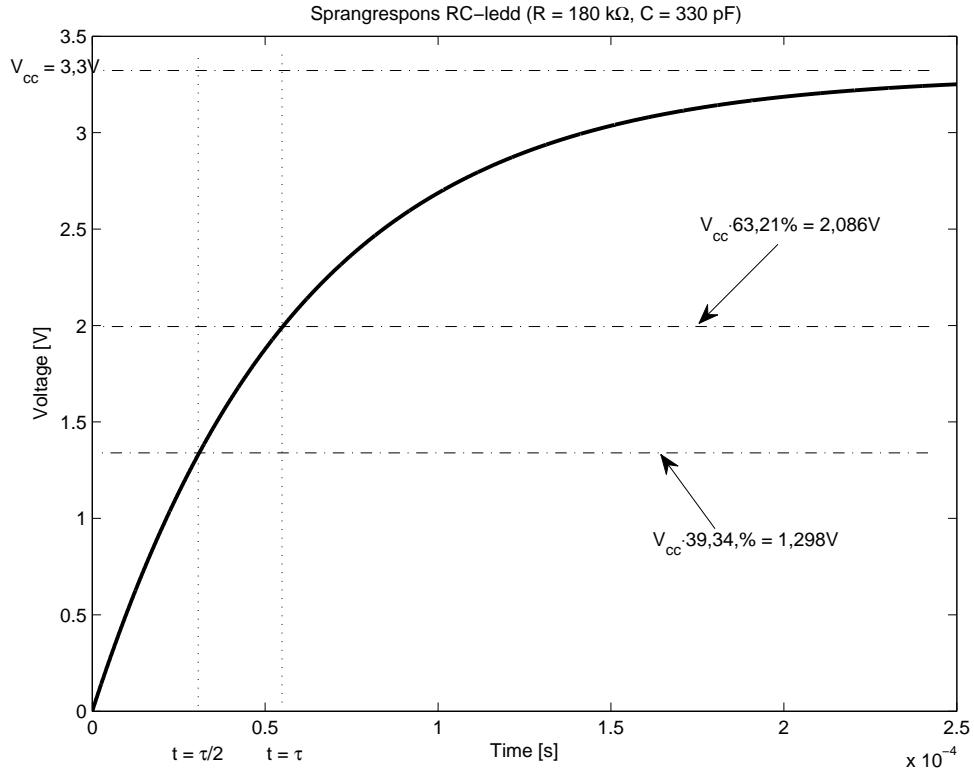
Med en god måling av τ og kjennskap til den nøyaktige motstanden i R kan vi beregne C med tilstrekkelig presisjon. Databladet til sensoren inneholder formelen for å beregne relativ luftfuktighet fra C.

Når et spenningssprang påføres en kondensator stiger spenningen med hensyn på tid etter funksjonen

$$V(t) = V_0 + V_{cc} \times (1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$$

der V_0 er spenningen over kondensatoren ved $t = 0$, i dette tilfellet ligger den nær null. Tidsforløpet til denne funksjonen er illustrert i figur 5.2.

¹Lufttrykket spiller også inn, men er ikke relevant her



Figur 5.2: Sprangrespons RC-ledd

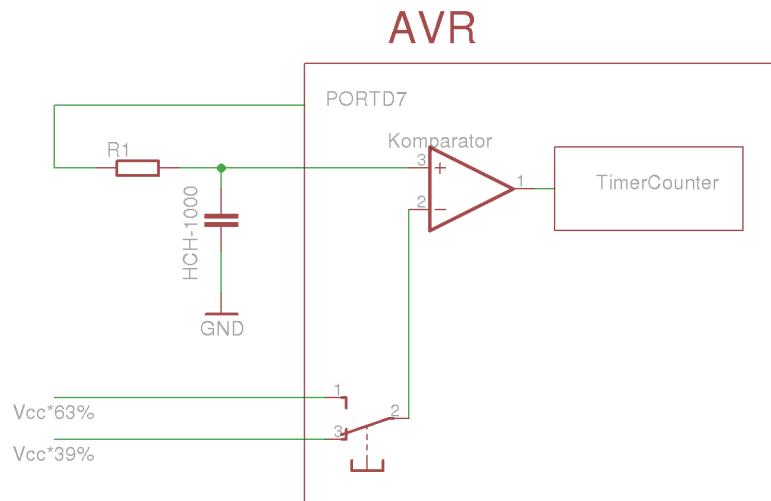
Utgangspinnene til mikrokontrolleren (PORTD7 i figur 5.3 i dette tilfellet) brukes for å sette spenningsspranget på RC-nettverket. De er ikke garantert å ligge på nøyaktig 0 volt selv om de er satt lave i software og dette medfører en utfordring. Hvis spenningen ligger noen tidels volt høyere vil dette forkorte den målte tiden τ , og beregningen for C blir dermed feil. Ifølge databladet til mikrokontrolleren [13] s. 291 er spenningen garantert å ligge under 0,3 volt ved 3 volts forsyningsspenning. Dermed må vi ta utgangspunkt i at spenningen ligger mellom 0 og 0,3 volt når pinnen er satt lav.

For å unngå dette problemet måles ikke tiden fra start til τ , men tiden fra $\frac{\tau}{2}$ til τ . Tiden τ kan nå regnes ut fra følgende formel:

$$\tau = 2 \times \left(\tau - \frac{\tau}{2} \right) \quad (5.1)$$

Såfremt spenningen ligger godt under $\frac{\tau}{2}$ ved $t = 0$ er feilkilden eliminert.

Figur 5.3 viser skjematisk oppbygningen til fuktssensoren. De to spenningsreferansene 63 % og 39 % av V_{cc} konstrueres fra faste spenningsdelere. Utgangen PORTD7 styres via programvaren i mikrokontrolleren og brukes som nevnt for å sette spenningsspranget på sensoren.



Figur 5.3: Kretsskjema måling av luftfuktighet

Når mikrokontrolleren igangsetter lesing av luftfuktighet er handlingsforløpet som følger:

1. Utgangen PORTD7 settes fra lav til høy
2. Telleren begynner å telle oppover
3. Når spenningen over kondensatoren når 39 % av τ vil komparatoren trigge, og tellervariabelen lagres unna. Telleren fortsetter uforstyrret gjennom prosessen
4. Inngangen til komparatoren skifter referanse til 63 % av V_{cc}
5. Når spenningen når 63 % av V_{cc} trigger komparatoren igjen og lagrer den nye tellervariablen
6. Telleren og komparatoren nullstilles
7. Spenningen på PORTD7 settes lav

Mikroprosessoren har nå målt tiden (i antall klokkesykluser) mellom $\frac{\tau}{2}$ og τ og kan regne seg fram til verdien av τ med ligning 5.1 side 40.

Fordeler og ulemper

Denne metoden har følgende fordeler:

- Billig, få komponenter(fem motstander i tillegg til sensoren)
- Krever derfor lite plass på kretskort

- Alle nødvendige moduler finnes innebygd i AVR'en
- Effektgjerrig

Metoden har følgende ulemper:

- Lav oppløsning
- Vanskelig å oppnå høy nøyaktighet
- Benytter relativt mye prosessortid

Den lave oppløsningen kan bedres ved å kjøre prosessoren på høyere klokkefrekvens. Dette vil føre til at telleren i prosessoren teller flere ganger i løpet av det aktuelle tidsrommet, men en høyere klokkefrekvens medfører økt strømbruk og større sannsynlighet for forstyrrende støy. Med tanke på at et kort som skal produsere radiosignaler i 800MHz-båndet skal kobles til sensorkortet vil det være fornuftig å begrense sannsynligheten for at forstyrrende støy skal oppstå.

En alternativ måte å øke oppløsningen på er å øke størrelsen på motstanden R i RC-nettverket. Da vil måletiden øke proporsjonalt med økningen i resistans. Slik gjennomfører prosessoren flere tellinger før spenningen når 63 % av V_{cc} . Baksiden med denne metoden er at forbruk av prosessortid øker tilsvarende.

5.2.2 Temperatur

På sensorkortet er det integrert to termistorer som skal måle temperatur. Den ene sensoren er en Surface Mounted Device (SMD) montert direkte på kretskortet mens den andre er montert på utsiden av cansaten for å få en god måling av lufttemperaturen i atmosfæren. Den interne er produsert av Vishay Components og den eksterne er en Betatherm Precision Thermistor type 2,2k3A1B.

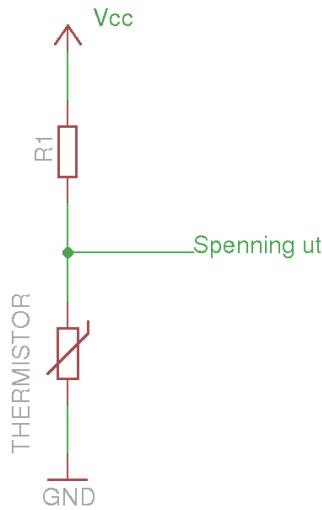
Termistorene er av type Negative Temperature Coefficient (NTC), det vil si at motstanden stiger eksponentielt med synkende temperatur. Betatherm har en motstand på 2252Ω mens Vishay-modellen er på 2200Ω ved 25°C .

Måling av temperatur

Figur 5.4 viser hvordan termistorene kobles til mikrokontrolleren. Ettersom motstanden i termistoren varierer med temperatur vil den målte spenningen i noden mellom motstandene variere.

For at mikrokontrolleren skal finne temperaturen i termistoren må den vite hvor mange ohm motstand den yter, for å beregne dette benyttes ligning 5.2:

$$\begin{aligned} U_{ut} &= V_{cc} \cdot \frac{R_1}{R_{termistor} + R_1} \\ \Rightarrow R_{termistor} &= R_1 \left(\frac{V_{cc} - U_{ut}}{U_{ut}} \right) \end{aligned} \quad (5.2)$$



Figur 5.4: Spenningsdeler thermistor

Når motstanden er funnet må den gjøres om til en temperatur. Utfordringen med thermistorer er at motstanden ikke endrer seg lineært med temperaturen.

Det er to vanlige måter å regne ut dette på. Den første baserer seg på å legge en tabell med kjente motstander og korresponderende temperaturer inn i programmet til mikrokontrolleren, deretter benyttes lineær interpolasjon for beregning av temperaturer mellom punktene. Den andre metoden heter Steinhart-Harts metode, den gir høyere nøyaktighet, bruker mer prosessortid men bruker mindre lagringsplass da den unngår store tabeller. Sensorkortet benytter seg av sistnevnte.

Steinhart-Harts metode tar for seg fire² kjente temperatur- og motstandspar. Det er viktig at det velges ut fire par som ligger i temperaturområdet man ønsker å måle. Målinger utført utenfor dette området kan medføre større avvik. Metoden gir dermed mulighet til å konsentrere seg om veldig nøyaktige målinger i et lite område eller mindre nøyaktige målinger i et større område.

Fra disse fire kjente verdiene konstrueres en tredjegradslingning som gir et presist estimat av temperaturen fra motstanden vi fant i ligning 5.2. Denne ligningen kalles Steinhart-Harts ligning:

$$\frac{1}{T} = A + B \cdot \ln(R) + C(\ln(R))^2 + D(\ln(R))^3 \quad (5.3)$$

hvor T = temperatur i Kelvin og A, B, C, D = Steinhart-Hart koeffisienter

Beregning av Steinhart-Harts koeffisienter

For å beregne Steinhart-Hart koeffisienter tar vi utgangspunkt i ligning 5.3 og fire temperatur/motstandspar. Tabell 5.1 viser noen relevante temperatur/motstandspar for Vis-

²Kan også bruke tre verdier med minimalt avvik

høy SMD termistoren som skal måle temperaturen inne i cansaten. Disse tallene brukes her for å demonstrere framgangsmåten. Motstandsverdiene er hentet fra databladet [41] til termistoren.

Temperatur[°C]	Kelvin[K]	Motstand[Ω]
−15	258,15	14257
−25	248,15	24633
−35	238,15	44130
−40	233,15	59909

Tabell 5.1: Temperatur/motstand for Vishay SMD Thermistor [41]

De fire parene settes inn i ligning 5.3 og vi får fire ligninger med tilsammen fire ukjente variabler:

$$\begin{aligned} \frac{1}{258,15} &= A + B \cdot \ln(14257) + C(\ln(14257))^2 + D(\ln(14257))^3 \\ \frac{1}{248,15} &= A + B \cdot \ln(24633) + C(\ln(24633))^2 + D(\ln(24633))^3 \\ \frac{1}{238,15} &= A + B \cdot \ln(44130) + C(\ln(44130))^2 + D(\ln(44130))^3 \\ \frac{1}{233,15} &= A + B \cdot \ln(59909) + C(\ln(59909))^2 + D(\ln(59909))^3 \end{aligned}$$

Logaritmene regnes ut og resultatet settes opp på matriseform:

$$\begin{bmatrix} 1 & 9,57 & 91,49 & 875,1 \\ 1 & 10,11 & 102,25 & 1033,93 \\ 1 & 10,69 & 114,38 & 1223,29 \\ 1 & 11 & 121,01 & 1331,21 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \\ D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{258,15} \\ \frac{1}{248,15} \\ \frac{1}{238,15} \\ \frac{1}{233,15} \end{bmatrix}$$

Ved hjelp av Matlab beregnes koeffisientene A, B, C, og D:

$$\begin{aligned} A &= 1,9163 \cdot 10^{-3} \\ B &= 8,7090 \cdot 10^{-5} \\ C &= 1,6240 \cdot 10^{-5} \\ D &= -4,1347 \cdot 10^{-7} \end{aligned}$$

Disse fire koeffisientene er alt mikroprosessoren trenger for å regne ut temperaturen med utgangspunkt i en avlest motstandsverdi. Prosessoren bruker da den inverse av ligning 5.3 for å regne ut temperaturen:

$$T[\text{°C}] = \frac{1}{A + B \cdot \ln(R_{\text{termistor}}) + C(\ln(R_{\text{termistor}}))^2 + D(\ln(R_{\text{termistor}}))^3} - 273,15$$

Feilkilder

Det er mange mulige feilkilder i forbindelse med temperaturmålingene. I denne delen skal kildene vurderes og det skal defineres en absolutt feilmargin for alle feilkilder kombinert.

ADC-enhet Mikrokontrollerens innebygde ADC-enhet har en oppløsning på 10 bit, noe som gir mulighet for $2^{10} = 1024$ forskjellige måleverdier av spenning mellom 0 og 3,3 V. Med utgangspunkt i denne informasjonen og produsentenes datablad [10, 13, 41] skal feilkilder i forbindelse med enheten vurderes.

De absolutte grensene for temperatur som skal måles antas å være mellom 25°C og -60°C. Først beregnes den aktuelle spenningen mellom motstandene i figur 5.4 på side 43. Ved 25°C er motstanden i thermistoren 2200Ω, ved -60°C vil motstanden være 314 kΩ og følgende spenninger vil bli målt av ADC-enheten:

$$(25^\circ\text{C}) : R_{\text{termistor}} = 2200\Omega \quad U_{\text{ADC}} = 3,3V \cdot \frac{100\text{ k}\Omega}{102200\Omega} = 3,229V$$

$$(-60^\circ\text{C}) : R_{\text{termistor}} = 314k\Omega \quad U_{\text{ADC}} = 3,3V \cdot \frac{100\text{ k}\Omega}{414k\Omega} = 0,7971V \quad (5.4)$$

Med kjennskap til ADC-enhetens oppløsning ($\frac{3,3V}{1024} = 3,223 \frac{\text{mV}}{\text{ADC-steg}}$) kan den benyttede oppløsningen beregnes. Det vil si at ADC-enheten aldri måler spenninger utenfor verdiene i ligningene 5.4. Den høyeste spenningen (3,223V) tilsier at ADC-enheten måler

$$\frac{3,223V}{3,222 \text{ mV/ADC-steg}} = 1001 \text{ ADC-steg}$$

Tilsvarende for den lave spenningen måler ADC-enheten

$$\frac{0,7971V}{3,222 \text{ mV/ADC-steg}} = 247 \text{ ADC-steg}$$

Istedet for 1024 steg sitter vi igjen med $1001 - 247 = 754$ stegs effektiv oppløsning. Dette tilsvarer ca 9,5 bits presisjon.

Ulineære termistorer Termistorene representerer som nevnt ikke temperatur lineært mot motstand. Derfor vil den målte temperaturen ha høyere oppløsning når temperaturen er lavere. Dette kan illustreres ved å sammenligne temperaturberegninger i forskjellige temperaturområder:

$$(-60^\circ\text{C}) \quad R_{\text{termistor}} = 314815\Omega \Rightarrow U_{\text{ADC}} = 3,3V \cdot \frac{100k\Omega}{414815\Omega} = 0,7955V$$

$$(-61^\circ\text{C}) \quad R_{\text{termistor}} = 339971\Omega \Rightarrow U_{\text{ADC}} = 3,3V \cdot \frac{100k\Omega}{439971\Omega} = 0,7500V$$

Differansen i målt spenning mellom -60 og -61 °C er 45 mV, eller 14 ADC-steg. I dette området er det dermed teoretisk mulig å måle temperaturforandringer helt ned i 0,07°C

gitt at måleutstyret er nøyaktig nok.

$$(-20^\circ\text{C}) \quad R_{\text{termistor}} = 21839\Omega \Rightarrow U_{ADC} = 3,3V \frac{100k\Omega}{121839\Omega} = 2,7085V$$

$$(-21^\circ\text{C}) \quad R_{\text{termistor}} = 23148\Omega \Rightarrow U_{ADC} = 3,3V \frac{100k\Omega}{123148\Omega} = 2,6797V$$

Her er differansen bare 28 mV, eller nesten ni ADC-steg. Oppløsningen er 0,1 °C.

$$(24^\circ\text{C}) \quad R_{\text{termistor}} = 2353,5\Omega \Rightarrow U_{ADC} = 3,3V \frac{100k\Omega}{102353\Omega} = 3,2241V$$

$$(25^\circ\text{C}) \quad R_{\text{termistor}} = 2200\Omega \Rightarrow U_{ADC} = 3,3V \frac{100k\Omega}{102200\Omega} = 3,2273V$$

Differansen er nå bare 3,19 mV, det samme som ett ADC-steg. Oppløsningen er nå 1 °C men det er ikke sannsynlig å møte slike temperaturer i atmosfæren.

I tillegg har ADC-enheten en nøyaktighetsmargin på 1,5 Least Significant Bit (LSB) med Noise Reduction Mode aktivert. Dette tallet er hentet fra databladet [13] s.297. 1,5 LSB tilsvarer her $3,223 \text{ mV} \cdot 1,5 = 4,8345 \text{ mV}$.

Termistor Databladene [10,41] til termistorene har informasjon om deres nøyaktighet. Vishaytermistoren er oppgitt med en feiltoleranse på $\pm 5\%$, mens betatherm kan vise til en nøyaktighet på $\pm 0,2^\circ\text{C}$ ved 25°C .

Trykksensor og akselerometer Disse sensorene er ferdige integrerte kretser og er derfor kalibrert under produksjon. Det er derfor ikke hensiktsmessig å bruke tid på kalibrering og testing.

Databladet til akselerasjonssensoren [18] oppgir en feiltoleranse på $\pm 2,8 \text{ mV}_{\text{rms}}$ på utgangspinnen. Ved 4,5 Vspenning (utspenning ved havnivå) tilsvarer dette et avvik på $\pm 0,06\%$, ved 0,5 Vøker avviket til 0,6 &.

Databladet til trykksensoren [17] oppgir et maksimalt avvik på 1,5 % i temperaturområdet $0 - 85^\circ\text{C}$.

5.3 Utførelse

Her gis en enkel forklaring på hvordan komponentene er integrert i kretsen og hvordan målingene utføres. For å få et dypere innblikk i hvordan sensorene opererer anbefales det å ta en kikk på kildekoden til sensorkortet sammen med dokumentasjonen i Doxygen-format.

5.3.1 Relativ luftfuktighet

Mikroprosessoren kjører på maks hastighet (8 MHz ved 3,3V) for å oppnå målinger med best mulig presisjon på minst mulig tid. Med utgangspunkt i kretsskjemaet til fuktssensoren (figur 5.3 side 41) må en passende størrelse på motstanden R beregnes.

Det er to viktige variabler som spiller inn når kretsen skal planlegges:

- Telleren må telle tilstrekkelig antall ganger for å oppnå brukbar oppløsning. Hvis telleren teller 200 ganger mellom $t = \tau/2$ og $t = \tau$ vil oppløsningen bli 1%RH.
- Måleprosessens tidsforbruk må også begrenses slik at ikke all prosessortiden går med til å vente på komparatoren.

Med dette utgangspunktet ble det bestemt at telleren skal telle ca 500 klokkesykluser mellom $t = 0$ og $t = \tau$. Ved en prosessorfrekvens på 8 MHz tilsvarer dette at prosessoren kan gjennomføre 16000 slike målinger per sekund, eller at hver måling tar 62,5 μs . Da er oppløsningen god nok for formålet og målingen tar ikke for lang tid.

Følgende utregning gir oss en pekepinn på hvor mange ohm R bør være på:

$$R = \frac{\tau}{C} = \frac{62,5\mu s}{330pF} \approx 189k\Omega \quad (5.5)$$

Valget falt dermed på en 180k Ω motstand, som er tilgjengelig i E24-serien.

Måleresultater

Den faktiske motstanden i R må måles med et multimeter og legges inn i programvaren ved beregning av τ da den har en feiltoleranse på 5% eller $\pm 9000\Omega$. Motstanden ble målt til 179200 Ω .

Det er ikke foretatt noen videre test av nøyaktigheten på fuktssensoren. Dette kan gjøres i ettertid dersom det viser seg nødvendig. Forklaring og framgangsmåte kan finnes her: <http://www.smartec.nl/pdf/apphs1002.pdf>.

På laben viser sensoren en stabil relativ fuktighet rundt 70%. Det er mulig den viser litt høyere fuktighet enn realiteten, men dette kan ikke bestemmes uten videre tester eller kalibrering. Ved å blåse forsiktig mot sensoren hopper den raskt over 90%, og faller tilbake til utgangspunktet i løpet av 10 – 15 sekunder.

5.3.2 Temperatur

Korrekte målinger fra termistorene avhenger av nøyaktigheten til ADC-målingene, programvaren og motstanden R1 i figur 5.4 side 43. Ved beregning av resistansen i termistoren er det viktig at verdien til R1 er så korrekt som mulig, derfor ble motstandene målt med multimeter.

Motstanden til Betatherm- og Vishaytermistoren ble målt til henholdsvis 99700 og 101200 Ω .

Temperatursensorene viser en temperatur rundt 5 °C over romtemperatur. En LM92 temperatursensor fra National Semiconductor ble brukt som referanse. Den er kalibrert med en presisjon på ± 0.33 °C

5.3.3 Barometrisk lufttrykk

Sensorkortet er utstyrt med en trykksensor av type MPXHZ6115A som produseres av Freescale Semiconductor. Dette er en egen integrert krets som tar seg av alt arbeidet

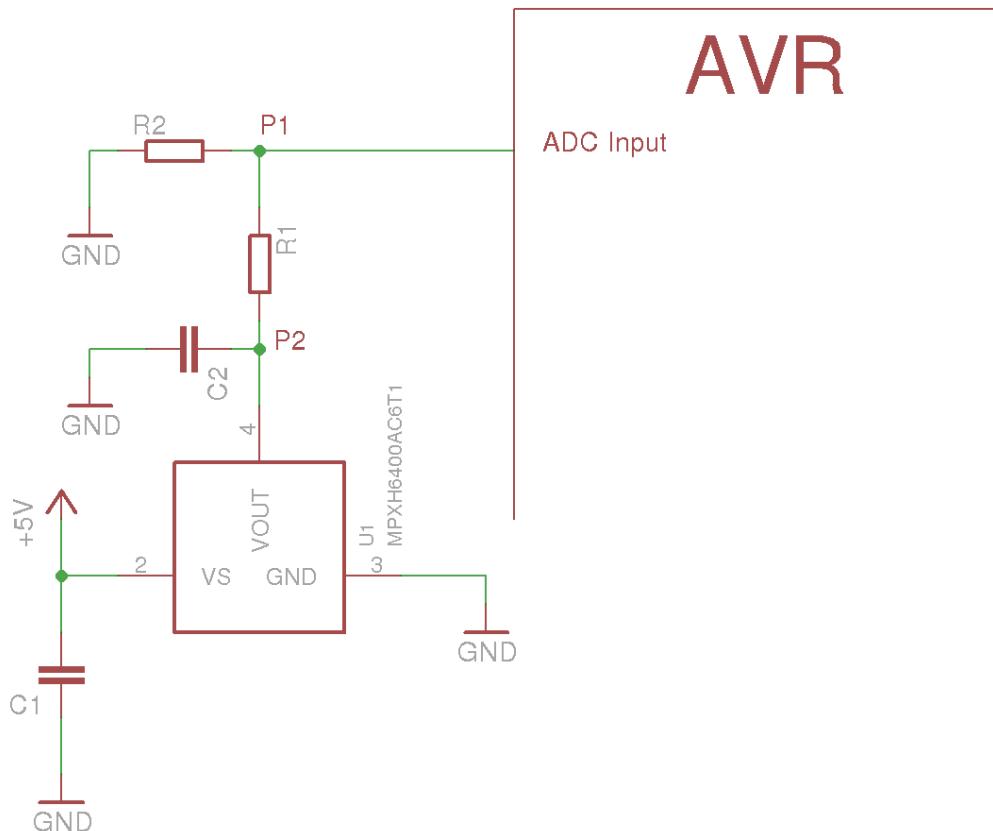
med måling av lufttrykk, så denne er en del enklere i bruk enn temperatursensorene og fuktssensoren.

Her er et utdrag av de viktigste egenskapene fra databladet [17] til sensoren:

Arbeidsområde	15 – 115 kPa
Responstid	1 ms
Sensitivitet	45,9 mV/kPa
Feiltoleranse	$\pm 1,5\% V_{FSS}$
Arbeidsspenning	5 V

Kjennskap til lufttrykket er et nyttig tillegg til GPS-informasjon (se kapittel 4) når høyde over havet skal beregnes.

Måling av lufttrykk



Figur 5.5: Trykksensor koblingsskjema

Figur 5.5 viser hvordan trykksensoren er koblet til mikrokontrolleren. Den har én enkelt utgangspinne, her ligger en referansespenning som varierer proporsjonalt med lufttrykket. Denne pinnen kobles til mikrokontrollerens ADC-enhet via en spenningsdeler da mikrokontrolleren ikke kan motta spenninger over 3,3 volt. Spenningsdelen er kon-

struert slik at ved 5 volt på utgangspinnen vil ADC-enheten “se” 3,3 volt.

For å oppnå nøyaktige spenningsmålinger gjennom spenningsdeleren må forholdet mellom motstandene R1 og R2 i figur 5.5 være som følger:

$$5V \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) = 3,3V$$

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{5V - 3,3V}{3,3V}$$

Valget falt dermed på presisjonsmotstander på 8,2 og 4,22 kΩ.

For å ytterligere bedre presisjonen ble spenningen i målepunktene P1 og P2 i figur 5.5 målt med multimeter. Det nøyaktige forholdet mellom spenningene regnes ut, og prosessoren tar utgangspunkt i dette for å beregne utspenningen fra sensoren.

Spenningene ble målt til 4,03 volt ved P1 og 2,66 volt ved P2, spenningsforholdet $\frac{P_1}{P_2}$ blir da 1,5150. Dette spenningsforholdet er lagt inn i programvaren til sensorkortet for å oppnå best mulig presisjon. Til sammenligning vil det optimale spenningsforholdet $\frac{5V}{3,3V}$ være 1,5152, så avviket er relativt lite.

Med kjennskap til utgangsspenningen fra trykksensoren vil mikrokontrolleren regne denne om til lufttrykk uttrykt i kPa. Sammenhengen mellom spenning og lufttrykk er beskrevet i produsentens datablad [17]

5.3.4 Akselerasjonsensor

For å måle hvor store akselerasjonskrefter cansaten utsettes for under de forskjellige fasene av ferdens gjennom atmosfæren er den utstyrt med en akselrasjonssensor av type MMA1210 produsert av Freescale Semiconductor.

Sensoren er montert flatt på sensorkortet og måler akselrasjon i Z-retning, det vil si oppover eller nedover vinkelrett på kortets overflate. Krefter i X eller Y-retning blir ikke målt.

De viktigste egenskapene fra produsentens datablad [18]:

Arbeidsområde	112,5 g($\pm 56,25$ g)
Arbeidstemperatur	-40 °C til 125 °C
Sensitivitet	20 mV/g
Utspenning ved 0 g	2,5 V(ved $V_{cc} = 5,0$ V)
Feiltoleranse	2,8 mV _{RMS}

Måling av akselrasjon

Akselrasjonssensoren kobles opp på nøyaktig samme måte som trykksensoren under avsnitt 5.3.3 side 48. Koblingsskjema blir dermed identisk med figur 5.5 side 48 med unntak av navnet på sensoren.

Spennings i punktene P1 og P2 ble målt til 2,47 og 1,63 volt, spenningsforholdet $\frac{P_1}{P_2}$ blir da 1,5153. Denne verdien er lagt inn i programvaren for optimal presisjon

Det optimale forholdet $\frac{5V}{3,3V} = 1,5152$. Avviket er lite, så det hadde sannsynligvis gått fint å brukt 5% motstander og kompansert for avviket i programvaren.

Kapittel 6

Radiokort

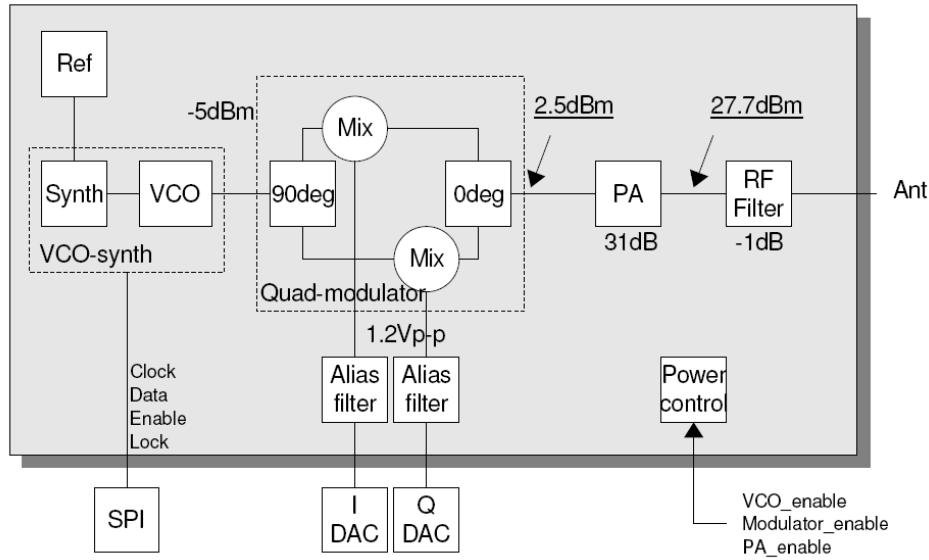
Kretsskjema til radiokortet finnes i figur ?? i vedlegg ?? på side ??

6.1 Oppbygning

En radiosender består i hovedsak av tre blokker. Først en frekvenskilde som genererer bærefrekvensen man ønsker og sende på. Deretter en modulator som summerer informasjonssignalet sammen med bærefrekvensen. Og til slutt en forsterker som forsterker opp det modulerete signalet som skal sendes ut på en antenn. Moduleringen kan foregå på mange forskjellige måter. De mest kjente er amplitudemodulasjon (AM) , frekvensmodulasjon (FM) og fasemodulasjon (PM).

Når frekvensen på det modulerete signalet ligger i området fra 300 MHz til 3000 MHz, kalles dette for Ultra High Frequency (UHF). For å unngå fullstendig kaos er det restriksjoner på hva slags frekvens man kan sende på, og hvor stor effekt man kan sende. I Norge er det post og teletilsynet, som håndhever reglementet. Det finnes to såkalte frie frekvensbånd i Norge, hvor man ikke trenger lisens og kan sende på 0,5 W. Det ene er 430 MHz båndet og det andre er 860 MHz båndet. I følge European Radiocommunications Office (ERC) [16] har man lov til å send inntil 0,5 W eller 27 dBm på 869.400 MHz til 869.650 MHz.¹

¹Terorien til radiokortet er hentet fra [36], [38], [14], [22], [28], [35] og [37].



Figur 6.1: Blokkskjema radiosender

Figur:6.1 er blokkskjema over en radiosender som består av en faselåst sløyfe med en Voltage-controlled oscillator (VCO) som genererer bærefrekvensen. En quadraturmodulator som modellerer bærefrekvensen sammen med informasjonssignalet fra en mikrokontroller. Det modulerte signalet går så inn på en forsterker som sender radiosignalet ut på antenneneutgangen.

6.1.1 Transmisjonsbudsjett

Når man designet en radiosender som skal sende over en gitt avstand, bør man sette opp et transmisjonsbudsjett. Der går man igjennom faktorene som bidrar til tap av sendereffekt.

Sendereffekt og antenneforsterkning: I CanSaten sitt tilfelle er forsterkningen gitt av utgangsforsterkeren minus litt tap i RFfilteret som sitter mellom PA-trinnet og antennen. Fra databladene er sendereffekten for Avago, ALM-1522 [8] lik 27,7 dBm minus ca 0,7-0,8 dB demping i RFfilteret.

Transmisjonstap i fritt rom, effekt per areal er:

$$p_{di} = \frac{P_T}{4\pi d^2} \left[\frac{W}{m^2} \right], \text{ isotrop og } d \text{ er avstanden fra kilden.}$$

Alle antenner har direksjonelle egenskaper. Direktiv forsterkning G_T (vinning, gain, antenneforsterkning) er forholdet mellom utstrålt effekt i maksimal stråleretning for en antennen sammenlignet med en isotrop antennen.

$$p_d = p_{di} \cdot G_T = \frac{P_T \cdot G_T}{4\pi d^2} \left[\frac{W}{m^2} \right]$$

Mottatt effekt P_R , sett at antennen har et effektivt areal, A_{eff} (aperture, A_c -oppfangings-/capture- areal) blir:

$$P_R = p_d \cdot A_{eff} = \frac{P_T \cdot G_T}{4\pi d^2} \cdot A_{eff} [W]$$

Sammenheng mellom effektivt areal og antennevinning er $A_{eff} = \frac{G_R \lambda^2}{4\pi}$, hvor G_R er maksimal antennevinning. Ved å sette inn i uttrykket for A_{eff} kan man finne forholdet mellom utsendt og mottatt effekt:

$$P_R = p_d \cdot A_{eff} = \frac{P_T \cdot G_T}{4\pi d^2} \cdot \frac{G_R \lambda^2}{4\pi} = P_T G_T G_R \frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} = P_T G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2$$

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 = G_T G_R \left(\frac{\frac{C}{f}}{4\pi d} \right)^2 = G_T G_R \left(\frac{C}{4\pi df} \right)^2$$

, hvor C er lyshastigheten $3 \cdot 10^8$

I dB blir dette:

$$\frac{P_R}{P_T} [\text{dB}] = 10 \cdot \log \left(G_T G_R \left(\frac{C}{4\pi df} \right)^2 \right) = 20 \cdot \log \left(G_T G_R \left(\frac{C}{4\pi df} \right) \right)$$

CanSaten skal sende fra en teoretisk avstand på 9 km, for å ha litt margin brukes 10000 m. Transmisjonstapet blir da kalkulert fra utbredelse i fritt rom:

$$\begin{aligned} \frac{P_R}{P_T} [\text{dB}] &= 20 \cdot \log \left(G_T G_R \left(\frac{C}{4\pi df} \right) \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{3 \cdot 10^8}{4\pi \cdot 10000 \text{m} \cdot 860 \text{MHz}} \right) \\ &= -111,1 \text{dB} \end{aligned}$$

Termisk støy: Formelen for termisk støy er gitt av $P = \cdot k \cdot T \cdot B$, hvor k=Boltsmanns konstand, T=abs temperatur og B=båndbredde.

$$P = \cdot k \cdot T \cdot B = 20 \cdot \log \left(1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \right) = -203,8 \frac{\text{dB}}{\text{Hz}} = -173,8 \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}}$$

Mottaker båndbredde: Mottaker båndbredden er gitt ved $10 \cdot \log(5 \text{kHz}) = 37 \text{dB}$. Signal-til-støy og mottakerstøyforhold er to typiske tall som er valgt til signal-til-støy=10 og mottakerstøyforhold=5. Mottakerstøyforhold kan utledes fra Friis' formel: $F = F_1 +$

	[dB]	[dBm]	Kommentar:
Sender effekt		27	0,5W
Antenne gain	0	27	
Transmisjonstap fritt rom	-111,1	27-111,1=-84,1	10km, 860MHz
Mottaker antenne gain	0	0-84,1=-84,1	
Sender signallnivå		-84,1	Signaleffekt ved mottaker
Termisk støy		-173,8	ktb
Mottaker båndbredde	37	-173,8+37=-136,8	5kHz
Signal-til-støy	10	-136,8+10=-126,8	Støyeffekt ved mottaker
Mottaker støyforhold	5	-126,8+5=-121,8	Avhengig av BER
Sender følsomhet		-121,8	
Margin		37,7	Sender signal nivå-sender følsomhet

Tabell 6.1: Transmisjonsbudsjett

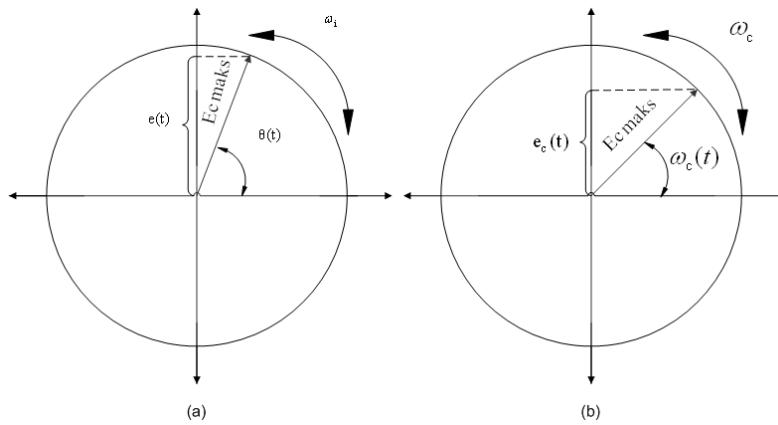
$\frac{F_2-1}{G_1} + \frac{F_3-1}{G_1 G_2} \dots$, men dette krever at men kjenner mottakerradioen. Det er ca 37,7 dBm margin ved å sende på 27 dBm (0,5 W), som burde holde for å sende over en avstand på 10000 m. Med utgangspunkt i blokkskjema Figur:6.1 og transmisjonsbudsjetet 6.1 kan det utarbeides følgende spesifikasjoner:

- Frekvens: 860 MHz båndet
- Nøyaktighet: $\pm 2 ppm$
- Sendereffekt: 27 dBm
- Strømforsyning 5 V, 240 mA
3,3 V, 84 mA
- Modulasjon FM, FSK

6.2 Teori

6.2.1 Frekvensmodulasjon

Fordelen med frekvensmodulasjon er at den har gode støyegenskaper, for selv om amplituden på FM-signalet skulle dempes, betyr det ingenting. Det er forskjellen i frekvens som utgjør informasjonssignalet. FM er fortsatt den mest utbredte modulasjonsmetoden, og det er ganske enkelt og få tak i sender- og mottakerutstyr. Frekvensmodulasjon bruker et modellert signal $e_m(t)$ til å variere frekvensen rundt en bærefrekvens. I veldesignede modulatorer er forandringen i frekvens proporsjonal til den modulerende spenningen, som kan representeres ved $ke_m(t)$, eller kjent som frekvensdivisjonskonstanten. Enheten for k er *hertz/volt*. Den momentane frekvensen er derfor $f_i(t) = f_c(t) + ke_m(t)$, hvor $f_c(t)$ er den umodulerte bærefrekvensen, med momentan vinkelfrekvens $\omega_i(t) = 2\pi f_i(t)$.



Figur 6.2: Roterende viser

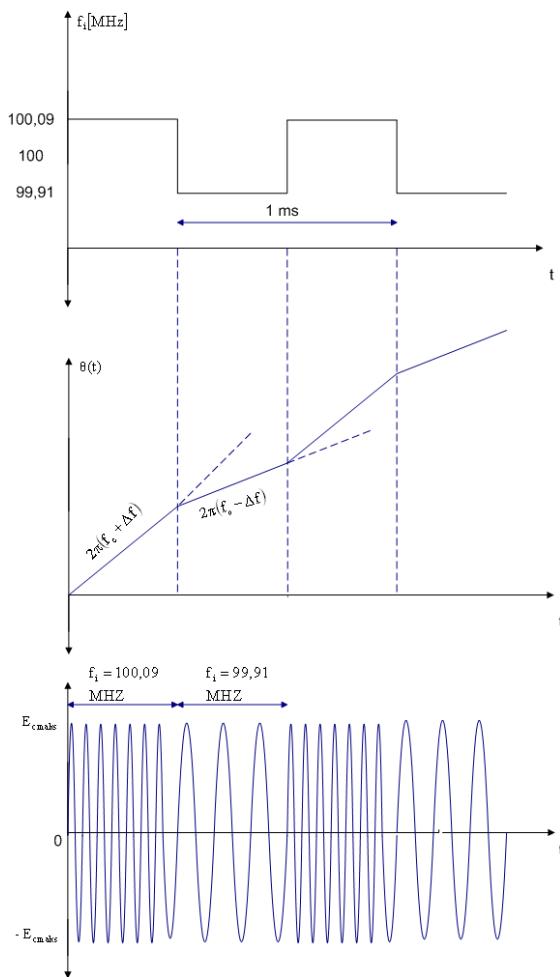
Figur 6.2.1 viser rotende viser representert ved en bærer av amplitud E_{maks} roterende (a) ved momentan vinkelfrekvens $\omega_i(t)$ og (b) ved konstant vinkelfrekvens $\omega_c(t)$. Viseren med konstant lengde E_{maks} , roterer med klokken med vinkelfrekvens $\omega_i(t) = 2\pi f_i(t)$. Vinkelen i tid er vist ved $\theta(t)$, hvor x-aksen for ordens skyld er satt som referanseakse. Vinkelen $\theta(t)$ er forandring vinkelfrekvensen per tid, og skrives som:

$$\frac{d\theta(t)}{dt} = \omega_i(t)$$

Hvorpå:

$$\begin{aligned}\theta(t) &= \int_0^t \omega_i(t) dt \\ &= \int_0^t 2\pi(f_c(t) + ke_m(t)) dt \\ &= 2\pi f_c(t) + 2\pi k \int_0^t e_m(t) dt\end{aligned}$$

Det betyr at det modellerte signalet indirekte ligger i vinkelen.



Figur 6.3: FM Firkantpuls

Mange viktige karakteristikker ved FM kan ses ved å analysere sinusmodulasjon. For sinusmodulasjon blir $e_m(t) = E_{maks} \cos(2\pi f_m \cdot t)$ og dermed:

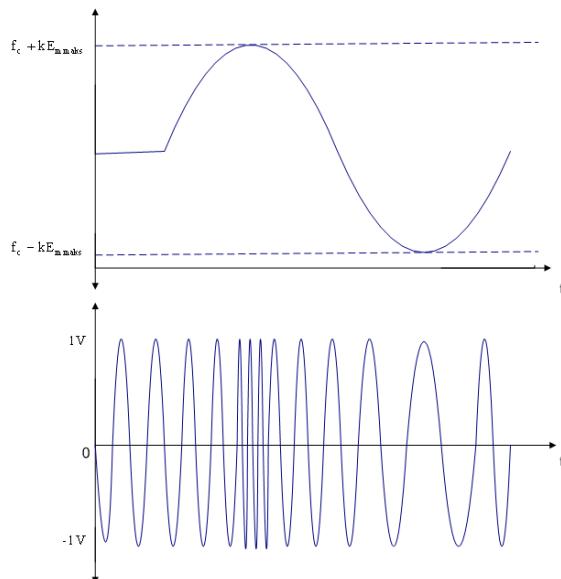
$$\begin{aligned}f_i &= f_c + k e_m(t) \\&= f_c + k E_{maks} \cos(2\pi f_m \cdot t) \\&= f_c + \Delta f \cos(2\pi f_m \cdot t)\end{aligned}$$

Hvor Δf er proporsjonal med toppen på modeleringsignalet: $\Delta f = k E_{maks}$. Den momente frekvensen som funksjon av tid er vist i fig:6.2.1, uttrykt ved:

$$\begin{aligned}e_t &= E_{maks} \cos \theta(t) \\&= E_{maks} \cos(2\pi f_c t + 2\pi \Delta f \int_0^t \cos 2\pi f_m t dt) \\&= E_{maks} \cos(2\pi f_c t + \frac{\Delta f}{f_m} \sin 2\pi f_m t)\end{aligned}$$

Modulasjonsindeksen for FM er vanligvis kalt β , og er definert som $\beta = \frac{\Delta f}{f_m}$ og uttrykket for sinusmodulert bølge blir:

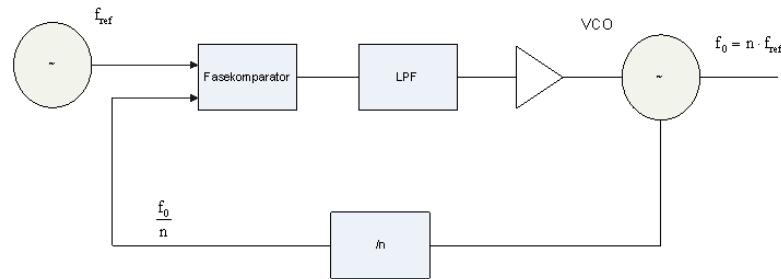
$$e_t = E_{maks} \cos(2\pi f_c t + \beta \sin 2\pi f_m t)$$



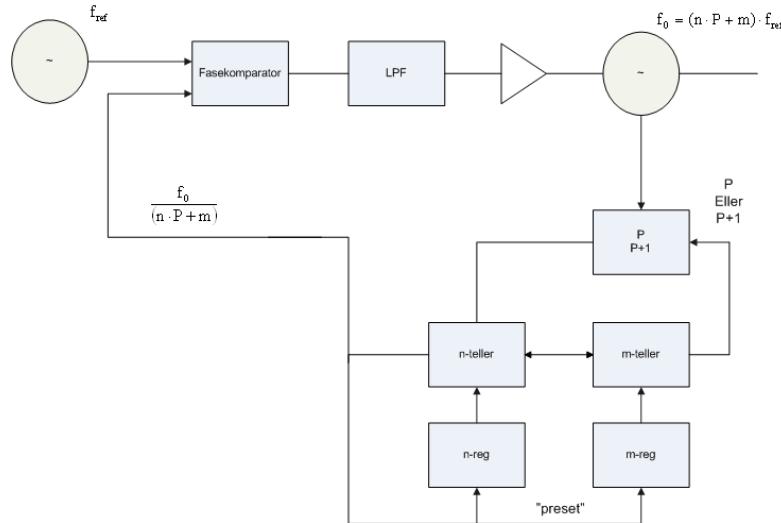
Figur 6.4: Momentan frekvens-tids-kurve for sinus frekvensmodulert bølge

6.2.2 Faselåst sløyfe

For å generere bærefrekvensen brukt i radiosystemer, blir en teknikk kalt faselåst sløyfe eller Phase Locked Loop (PLL) mye brukt. Prinsippet går ut på at en referansefrekvens f_{ref} blir delt ned n ganger. f_{ref} og den skalerte f_{ref} sammenlignes med hverandre i en VCO, spenningsstyrt oscillator. VCOen vil dermed tvinge opp frekvensen, fordi det ser ut som f_{ref} er n ganger laver i frekvens. Utgangs frekvensen blir derfor $f_0 = n \cdot f_{ref}$. Et problem er dersom n skal være en programmerbar teller vil denne ha relativt lav øvre frekvens.



Problemet kan løses ved hjelp av prescaling. Hvor man bruker såkalt to-modi teller som deler ned frekvensen til en så lav frekvens at programmerbare tellere greier å håndtere hastigheten. Den kan enten dele med $P+1$ eller P . m-telleren og n-telleren settes



til bestemte verdier, i m- og n-registrrene. Prescaleren er telleren som dividerer med P eller $P+1$. Den starter med $P+1$, så teller m-telleren og n-telleren ned til m-telleren når 0. Da sendes et signal til prescaleren om å dividere med P. Det har da gått $m \cdot (P+1)$ klokkesykler, n-telleren har da verdien $n-m$. n-telleren teller ned til 0, mens prescaleren dividerer med P. Det tar da $(n-m) \cdot P$ klokkesykler. Når n-telleren når 0, sendes en puls

til fasekomparatoren. Det samme signalet tilbakestiller m- og n-registrene. Antall pulser inn på prescaleren for å få en puls ut (divisjonsforholdet) til fasekomparatoren blir da:

$$\begin{aligned} & m \cdot (P + 1) + (n - m) \cdot P \\ \Updownarrow \\ & m \cdot P + m + n \cdot P - m \cdot P \\ \Updownarrow \\ & m + n \cdot P \end{aligned}$$

Ofte brukes det en neddeler, N, mellom referanseoscillatoren og inngangen på fasekomparatoren for å få en passe størrelse på frekvensoppløsningen. Sammenhengen mellom referanseoscillatoren og utsignalet blir da: $f_0 = (n \cdot P + m) \cdot \frac{f_{xtal}}{N}$. Radiokortet bruker Analog Devices kretsen ADF4360-7 [3], som VCO til å generere bærefrekvensen. Den bruker akkurat samme prinsippet som en for en to-modi PLL. For å generere 860MHz bruker ADF4360-7 samme formel som for to-modi PLL:

$$f_{VCO} = (P \cdot B + A) \cdot \frac{f_{ref}}{R}, \text{ hvor}$$

$$P = \{8/9, 16/17, 32/33\}$$

$$B = \{3\dots8191\}$$

$$A = \{0\dots31\}$$

$$R = \{1\dots16383\}$$

Satt inn i formelen:

$$P = \{16/17\}$$

$$B = \{2150\}$$

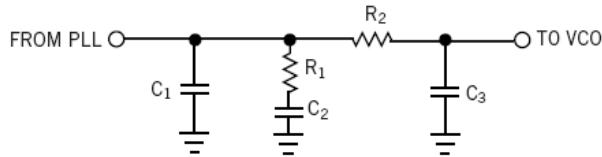
$$A = \{0\}$$

$$R = \{800\}$$

$f_{VCO} = (16 \cdot 2150 + 0) \cdot \frac{20MHz}{800} = 860MHz$ Disse parametrerne skrives inn ved hjelp av SPI inn i tre registre, Control Latch, N Counter Latch og R Counter Latch.

6.2.3 Loopfilter

For å kompensere for fasfeil rundt den oppsatte frekvensen, bruker den faselåste sløyfen et loopfilter. Utenfor båndbredden til loopfilteret vil ikke den faselåste sløyfen kompenser for fasfeil, og dermed greier den ikke gå i lås på riktig frekvens. Loopfilteret må sees i forhold til kravet til båndbredde (hvor bredt frekvensspekter sløyfen skal kunne operere i) og hvor fort sløyfen skal skifte mellom to frekvenser, fordi loopfilteret bestemmer innsvingningsforløpet til VCOen. Eksempel på utregning av loopfilter er vist under med utgangspunkt i Analog Devices kretsen, ADF4360-7:



Figur 6.5: Loopfilter

ξ =dempningsfaktor.

$\xi=0,707$ (typisk).

I_{cp} =chargepump strøm.

Settes i Control Latch registret til ADF4360-7:

$I_{cp}=1,25$ mA

K_{VCO} =VCOens følsomhet

Fra side 11. fig. 20 i databladet til ADF4360-7:

$K_{VCO}=15$ MHz, fra 1,3...2,5V=12,5 $\frac{\text{MHz}}{\text{V}}$

Maksimum divisjonsrate:

$$N = \frac{\text{maksimum } VCO\text{ frekvens}}{\text{kanalsprang}} = \frac{860\text{MHz}}{25\text{kHz}} = 34400$$

N settes i N Counter Latch registre fra databladet til ADF4360-7 ved hjelp av formelen:

$$N = B \cdot P + A, B > A, \text{ gir } P=16, B=2150, A=0$$

f_n =loopfilterts båndbredde:

$f_n=1000$ Hz Utregning av C_2 :

$$C_2 = \frac{I_{cp} \cdot K_{VCO}}{N \cdot (2\pi \cdot f_n)^2} = \frac{1,25\text{mA} \cdot 12,5\text{MHz/V}}{34400 \cdot (2\pi \cdot 1000\text{Hz})^2} = 11,5\text{nF}$$

Utregning av R_1 :

$$\begin{aligned} R_1 &= 2\xi \cdot \sqrt{\left(\frac{N}{I_{cp} \cdot K_{VCO} \cdot C_2} \right)} = 2 \cdot 0,707 \cdot \sqrt{\left(\frac{34400}{1,25\text{mA} \cdot 12,5\text{MHz/V} \cdot 11,5\text{nF}} \right)} \\ &= 19,5\text{k}\Omega \end{aligned}$$

Utregning av C_1 :

$$C_1 = \frac{C_2}{10} = \frac{11,5 \text{ nF}}{10} = 1,15 \text{ nF}$$

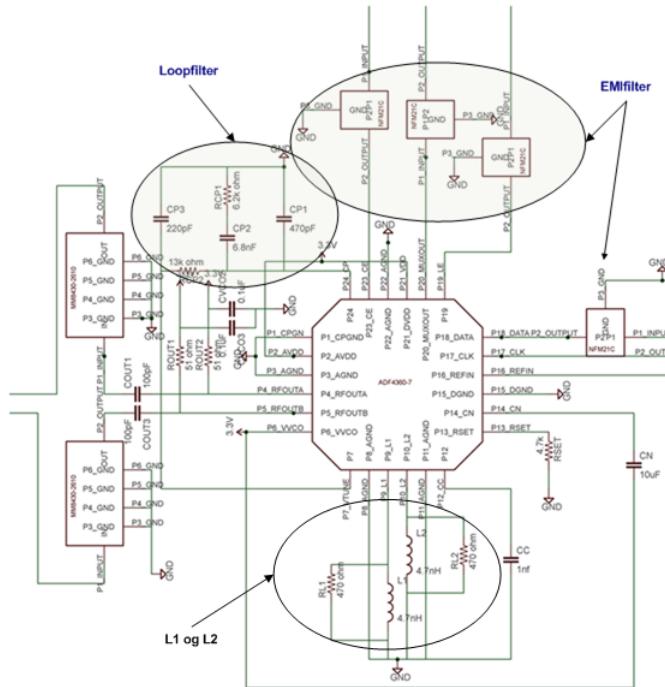
R_2 og C_3 blir typisk valgt som en tiendedel av produktet til R_1 og C_2 . Slik at ved $R_1 = 19,5 \text{ k}\Omega$ og $C_2 = 11,5 \text{ nF}$ blir $R_2 = 19,5 \text{ k}\Omega$ og $C_3 = 1,15 \text{ nF}$.

For å få riktig bærefrekvens er det også to spoler på inngang L_1 og L_2 , som må velges riktig, ved hjelp av formelen:

$$F_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{6,2 \text{ pF}(0,9 \text{ nH} + L)}}$$

$$\Rightarrow \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{6,2 \text{ pF}(0,9 \text{ nH} + 4,7 \text{ nH})}} = 854,14 \text{ MHz}$$

4,7 nH gir nesten 860 MHz, men på grunn av at kobberbanene gir tillegg på ca 1 nH per mm, måtte disse spolene tilpasses. For at ADF4360-7 skulle låse seg til 860 MHz måtte spolen justeres ned til 3,3 nH. Hvis spoleverdien overstiger 3,3 nH er det også anbefalt å sette en 470Ω motstand i parallell med hver av spolene.



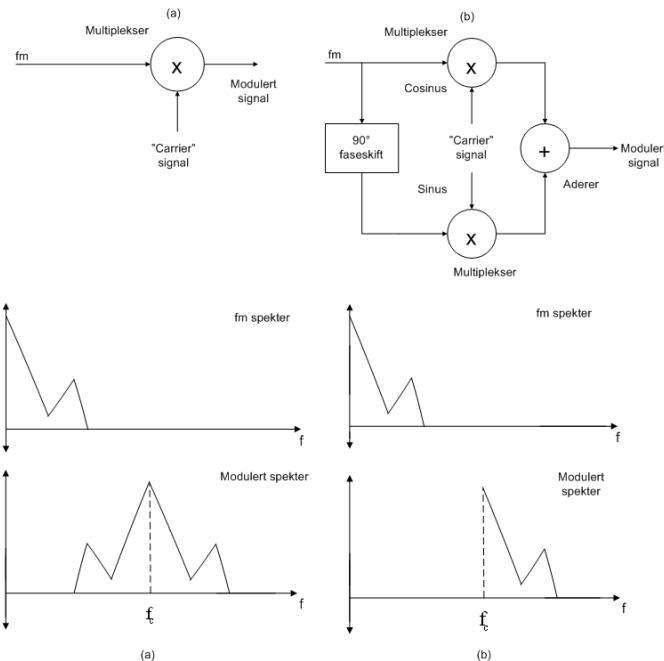
Figur 6.6: Kretskjema over VCO

6.2.4 Quadraturmodulering

Det finnes flere måter og modulere på. Modulasjon tar utgangspunkt i å mikse sammen to signaler, et bæresignal og et informasjonssignal. Konseptet kommer fra den trigonometriske identiteten:

$$\cos(x)\cos(y) = \frac{1}{2}\cos(x+y) + \frac{1}{2}\cos(x-y)$$

x kan sees på som bæresignalet og y som informasjonssignalet. Overfører vi dette til for eksempel FM, vil frekvensspekteret til det modulerte signalet legge seg på begge sider av bærefrekvensen f_c , med 6 dB (50%) demping på det modulerte signalet. Denne metoden blir kalt dobbelt sidebånd modulering. For å unngå 6 dB demping brukes en annen



Figur 6.7: Dobbelt sidebånd modulasjon(a)Singel sidebånd modulasjon(b)

metode, kalt singel sidebåndmodulering. Hvor man eliminerer enten det øvre eller det nedre sidebåndet, ved å bruke en quadraturmodulator. En quadraturmodulator mikser informasjonssignalet med to bæresignalene. Begge bæresignalene har samme frekvens, men det ene bæresignalet er faseforskjøvet 90°, herav uttrykket "'quadratur'". Dermed følger vi den trigonometriske identiteten:

$$\begin{aligned} [\cos(x)\cos(y)] + [\sin(x)\sin(y)] &= \left[\frac{1}{2}\cos(x+y) + \frac{1}{2}\cos(x-y) \right] \\ &+ \left[\frac{1}{2}\cos(x-y) - \frac{1}{2}\cos(x+y) \right] \\ &= \cos(x-y) \end{aligned}$$

$\cos(x - y)$ er kun det nedre sidebåndet av f_c . Men ved å skifte fortegn på informasjonsfrekvensen f_m kan det modulerete spekteret flyttes opp på oversiden av f_c , $\cos(x - (-y)) = \cos(x + y)$.

6.2.5 Aliasfilter

Figur 6.8: Aliasfilter oppkoppling

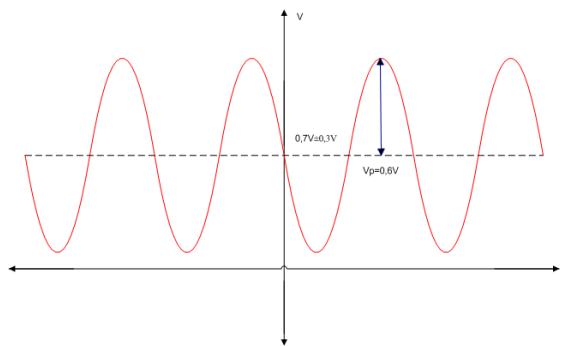
Informasjonssignalet innpå quadraturmodulatoren AD8345 [2], kommer i form av et sinus- og et cosinussignal inn på kretsens differensialinnganger. Disse inngangene krever et DC-nivå på $0,7 V \pm 0,3 V$ og differensielt AC-sving på maks $1,2 V_{p-p}$. For å få signalet differensielt brukes en differensiel operasjonsforsterker ADA4941-1 [4]. Dermed vil V_{p-p} på utgangen være det dobbelte av det som går inn på inngangen. PWM-utgangen fra AtMega168-kretsen gir ut $3,3 V_{p-p}$. Det vil si at signalet må skaleres ned til maks $0,6 V_{p-p}$ med et DC-nivå på $0,7 V \pm 0,3 V$. Det er vanskelig og få til eksakt med standard komponentverdier. Siden det er for plasskrevende og sette komponenter i serie/paralell blir det en tilnærming.

Komponentverdiene $R_1 = 3,6 k\Omega$ $R_2 = 820 \Omega$ og $R_3 = 2,7 k\Omega$ gir DC-verdien(6.2. 1) og AC-sving(6.2. 2):

$$V_{gg} \cdot \frac{R_1||R_2}{R_1||R_2 + R_3} = 3,3 V \cdot \frac{820 \Omega||3,6 k\Omega}{820 \Omega||3,6 k\Omega + 2,7 k\Omega} = 654 mV \quad (6.2. 1)$$

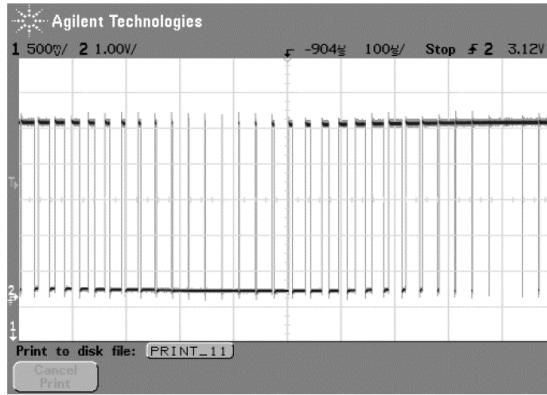
$$V_i \cdot \frac{R_2||R_3}{R_2||R_3 + R_1} = 3,3 V \cdot \frac{820 \Omega||2,7 k\Omega}{820 \Omega||2,7 k\Omega + 3,6 k\Omega} = 490 mV, \text{ differensielt } 980 mV \quad (6.2. 2)$$

Både DC-verdien(6.2. 1) og AC-sving(6.2. 2) er innfor kravet. Med et midtnivå på $654 mV \cdot \frac{490 mV}{2} = 899 mV$ og AC-sving på $980 mV_{p-p}$.



Figur 6.9: Inngangssignal

Sinus- og et cosinus-signalen kommer fra to Pulse With Modulation (PWM)-utganger fra en mikrokontroller AVR, AtMega168 [7]. PWM går ut på og justere pulsbredden på et firkantsignal, som resulterer i et gjennomsnittlig DC-nivå mellom den høy og den lave delen av firkantsignalet innenfor en periode.



Figur 6.10: Puls bredde modulasjon, PWM

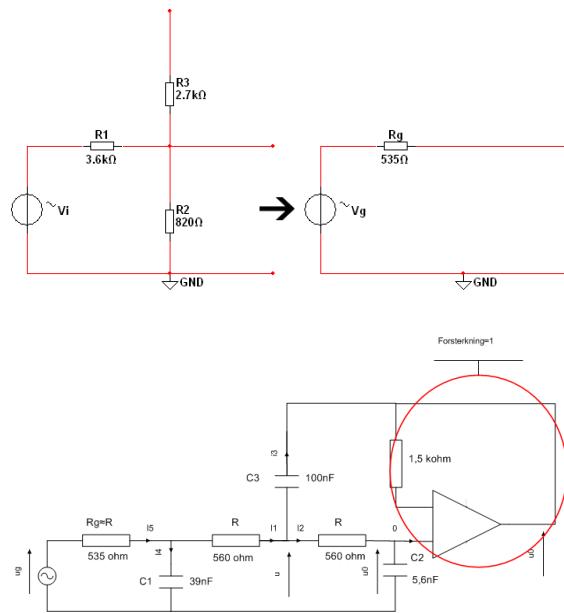
Det er flere PWM-metoder med en AVR mikrokontroller. En av dem er kalt FAST PWM, hvor mikrokontrolleren teller opp til 255 før den setter PWM-verdien ut på en pinne. Frekvensen på PWM-signalet kan betrekkes som punktprøvingsfrekvensen, og er tidsrommet mikrokontrolleren bruker på å telle opp til 255. Ved å bruke klokkefrekvensen til mikrokontrolleren kan punktprøvingfrekvensen regnes ut.

$$f_s = \frac{f_{clk}}{N \cdot (1 + TOP)} = \frac{8 \text{ MHz}}{1 \cdot (1 + 255)} = 31250 \text{ Hz} \quad (6.2. 3)$$

Mikrokontrolleren har to PWM-pinner og er programmert til å sette en DCspenning tilsvarende amplitudeverdien til et sinus- og et cosinus-signal. Dette gjør den ved å sammenligne med 256 verdier som ligger i en tabell med amplitude verdiene til en sinuskurve. Cosinuskurven lages ved å hoppe 64 plasser inn i tabellen, som tilsvarer 90° faseforsyning og dermed et cosinussignal. For å unngå at punktprøvingsfrekvensen på 31250 Hz havner sammen med sinus- og cosinus-signalet, må denne frekvensen filtreres bort ved hjelp av et aliasfilter. For at modulatoren skal undertrykke bærefrekvensen er det viktig at det er minst mulig forskjell mellom referansenivået til differensialforsterkeren og midtnivået til sinus-og cosinus-signalet, dvs 899 mV.

$$3,3 \text{ V} \cdot \frac{3,65 \text{ k}\Omega}{3,65 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega} = 882 \text{ mV} \quad (6.2. 4)$$

For nærmere analyse av aliasfilteret er det hensiktsmessig og sette opp en theveninekvivalent for inngangssystemet i fig:6.2.5 med thevenininngangssignal u_g og theveninmotstand $R_g = R_1 || R_2 || R_3 = 3,6 \text{ k}\Omega || 820 \text{ }\Omega || 2,7 \text{ k}\Omega \approx 535 \text{ }\Omega$.



Figur 6.11: Aliasfilter theveninekvivalent oppkobling

For å finne filterresponsen er fordelaktig å benytte Laplace og nodespenningsmetoden. For så å starte med i_2 og jobbe seg igjennom de forskjellige delstrømmene.

$$i_2 = u_0 \cdot sC_2$$

$$u_0 = i_2 \cdot \left(R + \frac{1}{sC_2} \right) = u_0 \cdot (1 + sRC_2)$$

$$i_3 = (u - u_0) \cdot sC_3 = u_0 \cdot (1 + sRC_2 - 1) \cdot sC_3 = u_0 \cdot s^2 RC_2 C_3$$

$$i_1 = i_2 + i_3 = u_0 \cdot [sC_2 + s^2 RC_2 C_3]$$

$$\begin{aligned} u_1 &= u + R \cdot i_1 = u_0 \cdot (1 + sRC_2) + u_0 \cdot (sRC_2 + s^2 R^2 C_2 C_3) \\ &= u_0 \cdot (1 + 2sRC_2 + s^2 R^2 C_2 C_3) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_4 &= u_1 \cdot sC_1 = u_0 \cdot sC_1 \cdot (1 + 2sRC_2 + s^2 R^2 C_2 C_3) \\ &= u_0 \cdot (sC_1 + 2s^2 RC_1 C_2 + s^3 R^2 C_1 C_2 C_3) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} i_5 &= i_1 \cdot i_4 = u_0 \left[sC_2 + s^2RC_2C_3 + sC_1 + 2s^2RC_1C_2 + s^3R^2C_1C_2C_3 \right] \\ &= u_0 \left[s(C_1 + C_2) + s^2RC_2(2C_1 + C_3) + s^3R^2C_1C_2C_3 \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} u_g &= u_1 + R_g \cdot i_5 \cong u_1 + R \cdot i_5 \\ &= u_0 \cdot (1 + 2sRC_2 + s^2R^2C_2C_3 + sR(C_1 + C_2) + s^2R_2C_2(2C_1 + C_3) \\ &+ s^3R^3C_1C_2C_3) = u_0 \cdot \left(1 + sR(C_1 + 3C_2) + s^2R^2(2C_1C_2 + 2C_2C_3) + s^3R^3C_1C_2C_3 \right) \end{aligned}$$

$$u_g = u_0 \cdot \left(1 + sR(C_1 + 3C_2) + 2s^2R^2(C_1C_2 + C_2C_3) + s^3R^3C_1C_2C_3 \right)$$

Ender så opp med overføringsfunksjonen:

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{u_g(s)}{u_0(s)} \\ &= R^3C_1C_2C_3s^3 + 2R^2(C_1C_2 + C_2C_3)s^2 + R(C_1 + 3C_2)s + 1 \end{aligned}$$

Setter inn verdiene for R, C_1, C_2 og C_3 inn i overføringsfunksjonen:

$$X_3 = R(C_1 + 3C_2) = 560 \Omega \cdot (39 nF + 3 \cdot 5,6 nF) = 3,1248 \cdot 10^{-5}$$

$$\begin{aligned} X_2 &= 2R^2(C_1C_2 + C_2C_3) = 2 \cdot (560 \Omega)^2 \cdot (39 nF \cdot 5,6 nF + 5,6 nF \cdot 100 nF) \\ &= 4,8821 \cdot 10^{-10} \end{aligned}$$

$$X_1 = R^3C_1C_2C_3 = (560 \Omega)^3 \cdot 39 nF \cdot 5,6 nF \cdot 100 nF = 3,8354 \cdot 10^{-15}$$

Satt inn i overføringsfunksjonen:

$$\begin{aligned} H(s) &= R^3C_1C_2C_3s^3 + 2R^2(C_1C_2 + C_2C_3)s^2 + R(C_1 + 3C_2)s + 1 \\ &= 3,8354 \cdot 10^{-15}s^3 + 4,8821 \cdot 10^{-10}s^2 + 3,1248 \cdot 10^{-5}s + 1 \end{aligned}$$

Som gir nullpunktene:

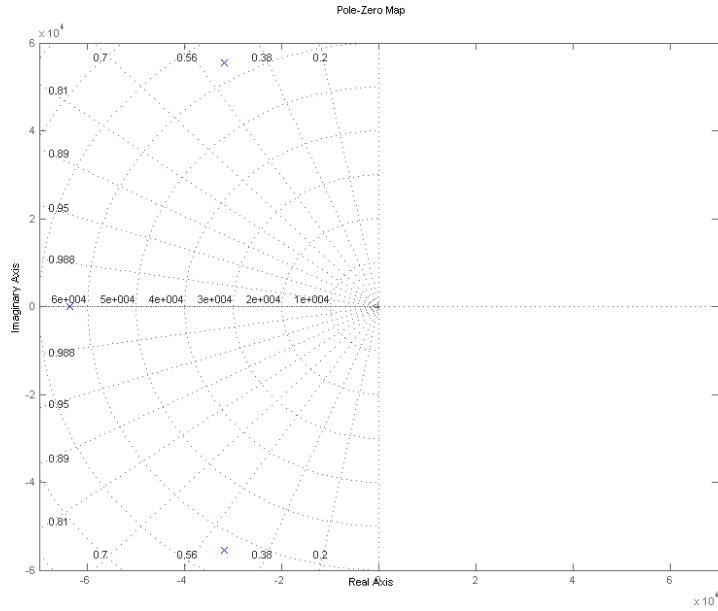
$$s_{1,2} = -31829.5827 \pm j55534.7780$$

$$s_3 = -63642.0078$$

Ut i fra bodediagrammet (fig:6.13) i MATLAB ligger knekk frekvensen på ca $f_3 \text{ dB} \approx \frac{6,43 \cdot 10^4}{2\pi} \approx 10234 \text{ Hz}$

For å regne ut knekkfrekvens forflytter man seg til frekvensplanet:

$$\begin{aligned} H(s) &= H(j\omega) = \frac{1}{X_1(j\omega)^3 + X_2(j\omega)^2 + X_3(j\omega) + 1} \\ &= \frac{1}{-jX_1(\omega)^3 - jX_2(\omega)^2 + jX_3(j\omega) + 1} \end{aligned}$$



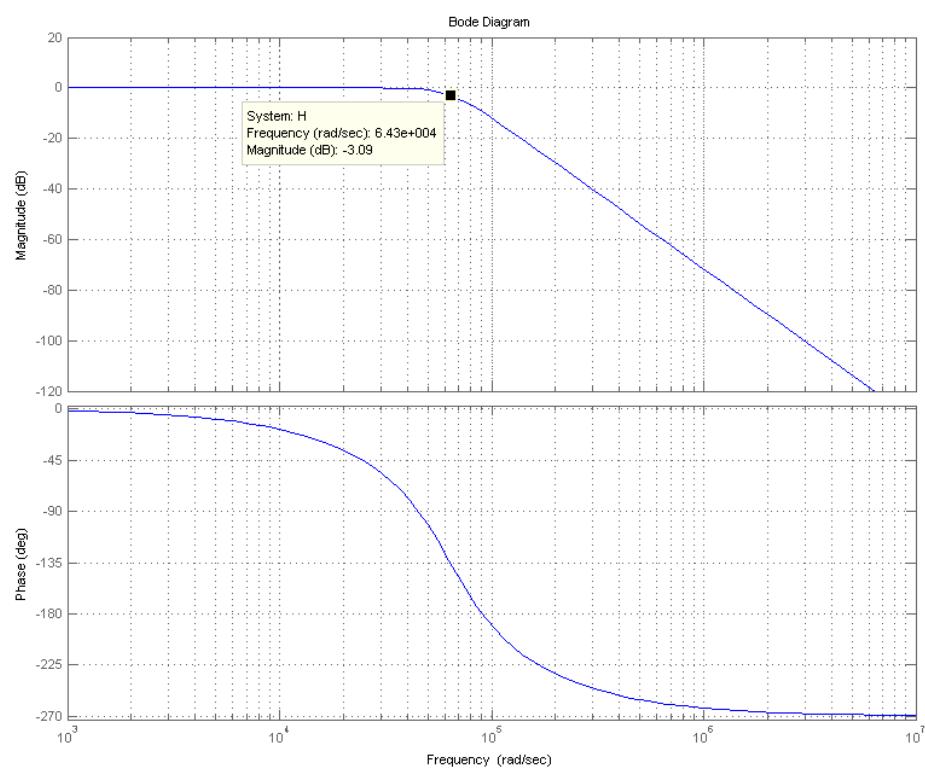
Figur 6.12: Polplassering

Hvor frekvensresponsen blir:

$$\begin{aligned}
 |H(j\omega)| &= \left| \frac{1}{-jX_1(\omega)^3 - jX_2(\omega)^2 + jX_3(j\omega) + 1} \right| \\
 &= \frac{\sqrt{1}^2}{\sqrt{(-jX_1(\omega)^3 + jX_3(j\omega))^2 + (-X_2(\omega)^2 + 1)^2}} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{X_1^2\omega^6 - 2X_1X_3\omega^4 + X_3^2\omega^2 + X_2\omega^4 - 2X_2\omega^2 + 1}} \\
 &= \frac{1}{\sqrt{X_1^2\omega^6 + (X_2 - 2X_1X_3)\omega^4 + (X_3^2 - 2X_2)\omega^2 + 1}}
 \end{aligned}$$

Setter man inn for X_1, X_2 og X_3 blir knekkfrekvensen:

$$\begin{aligned}
 |H(j\omega_{-3dBm})| &= \frac{1}{\sqrt{X_1^2\omega^6 + (X_2 - 2X_1X_3)\omega^4 + (X_3^2 - 2X_2)\omega^2 + 1}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \\
 \Rightarrow \omega_{(-3 dB)} &= 64076 \text{ rad/s} \Rightarrow f_{(-3 dB)} = 10198 \text{ Hz}
 \end{aligned}$$

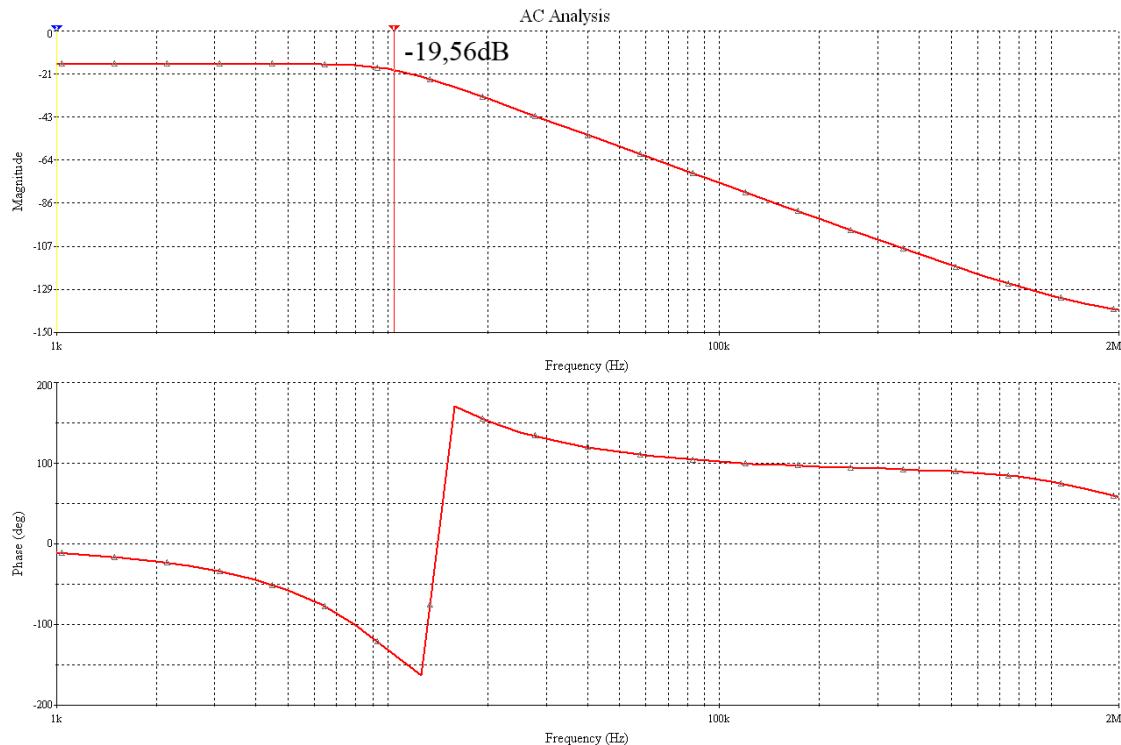


Figur 6.13: Bodediagram

Simulering av kretsen (fig:6.14) viser at knekkfrekvensen ligger på $f_3 \approx 10380 \text{ Hz}$. Grunnen til at knekkfrekvensen befinner seg på -19,56 dB, er fordi simuleringen tar utgangspunkt i inngangsignalet på 3,3 V_{p-p}.

$$20\log\left(\frac{490 \text{ mV}}{3.3 \text{ V}}\right) = -16.56$$

$$-16.56 - 3 \text{ dB} = -19.56 \text{ dB}$$



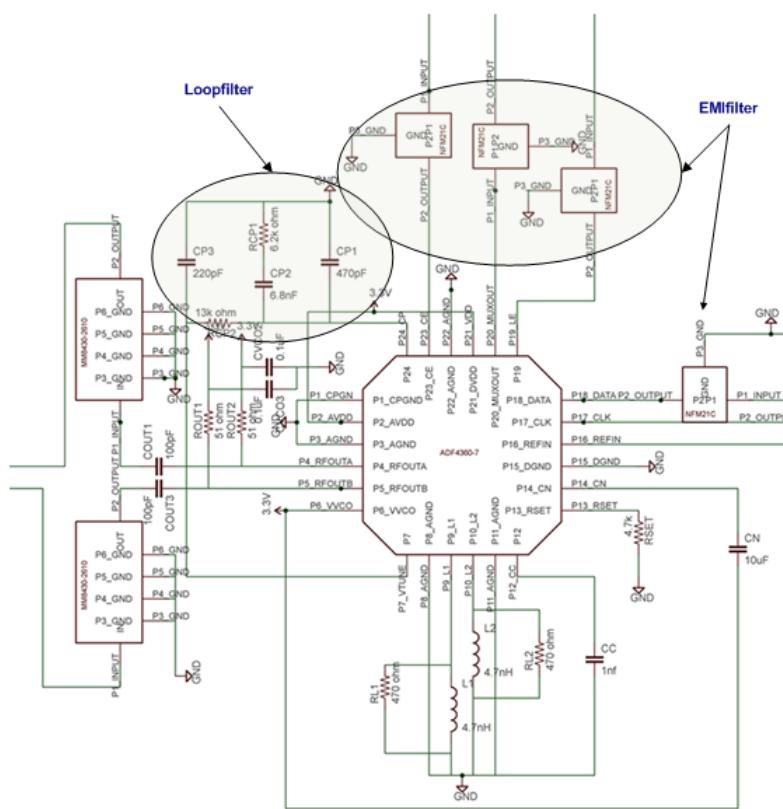
Figur 6.14: Simulert Bodediagram

Samplingsfrekvensen blir til sammenligning dempet med:

$$\begin{aligned} |H(j\omega)| &= |H(j \cdot 2\pi \cdot 31250 \text{ Hz})| \\ &= \frac{1}{\sqrt{X_1^2(2\pi \cdot 31250 \text{ Hz})^6 + (X_2 - 2X_1X_3)(2\pi \cdot 31250 \text{ Hz})^4 + (X_3^2 - 2X_2)(2\pi \cdot 31250 \text{ Hz})^2 + 1}} \\ &= -29.2528 \text{ dB} \end{aligned}$$

6.3 Praksis

Ved design av kretskortutlegg til radiokortet er det viktigste aspektet å unngå støy. Derfor er lineære regulatorer [39] brukt til fordel for svitsjregulator. Alle spenningsinngangene har også avkoblingskondensatorer plassert så nær komponenten som mulig. For ikke å fange opp støy på strømforsyningen. Et godt jordplan sørger for kort vei til jord. Slik at arealet for å fange opp støy blir minst mulig. Det er også viktig at baner som går på undersiden av kortet ikke bryter jordplanet under transmisjonslinjer hvor det går RFsignaler eller komponenter som behandler RFsignaler. Det ble lagt jordplan både på over- og undersiden av kortet med gjennompletterte viahull for hver 5te mm. For ekstra skjerming rundt komponentene som opererte på 869 MHz, ble det lagt en jordbane rundt disse komponentene, for og lodde fast en skjerm. VCOen er ekstra følsom for støy er nesten helt innkapslet av jordbanen. Nesten alle linjene for strøm styresignal etc, inn til komponentene ble kjørt over jordbanen igjennom Electromagnetic Interference (EMI)-filtere [32]. EMIfiltrene har en knekkfrekvens på rundt 1 MHz for å unngå støy på linjene, men på grunn av at SCK- og datainngangen også blir brukt til å programmere mikrokontrolleren, måtte EMI-filterne på disse inngangene byttes ut med en $1k\Omega$ motstander. Deling av SCK- og datainngangen førte til at mikrokontrollen tider til ikke ann og programmere.



Figur 6.15: Kretskjema over VCO

Kobberbanene i et godt kretskortutlegg må også designes riktig. Vinkler på 90° på kobberbanene vil fungerer som antenner, samtidig som spisse vinkler fungerer som samlingsplass for rester av etsemiddel. Derfor ble spisse og 90° vinkler på banene konsekvent unngått. I en transmisjonslinjene som ikke er uendelig lang vil det også oppstå refleksjoner på grunn av at kobberet har induktive og kapasitive egenskaper. Ved høye frekvenser blir disse refleksjonene betydelige, og man ønsker at så lite som mulig går tapt i transmisjonslinjene. Ved å design transmisjonslinjer som er helt reelle unngår man slike uønskede refleksjoner. Dette kalles for mikrostripes og har karakteristisk impedans Z_0 . I radiosystemer er det vanlig og operere med karakteristisk impedans $Z_0 = 50 \Omega$ på transmisjonslinjene. Forholdet mellom høyden på kretskortsubstratet og bredden på linjen har veldig mye og si. Derfor er det greit og ha et tynt kretskort for ikke å få alt for breie transmisjonslinjer.

$$\epsilon_r = \text{relativ dielektrikumkonstant} = 3,7$$

$$H = \text{høyden på kretskortsubstratet} = 0,8 \text{ mm}$$

$$W = \text{bredden på linjen}$$

$$\epsilon_{eff} = \text{effektiv dielektrikumkonstant}$$

$$Z_0 = \text{karakteristisk impedans} = 50 \Omega$$

Ved $\frac{W}{H} \geq 1$ blir den effektiv dielektrikumkonstanten ϵ_{eff} :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \left(\frac{H}{W}\right)\right)^{-\frac{1}{2}}$$

Ved $\frac{W}{H} \geq 1$ blir karakteristisk impedans Z_0 :

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff} \cdot \left[\frac{W}{H} + 1,393 + \frac{2}{3} \ln \left(\frac{W}{H} + 1,444\right)\right]}}$$

Setter ϵ_{eff} inni Z_0 :

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\left(\frac{3,7+1}{2} + \frac{3,7-1}{2} \cdot \left(1 + 12 \left(\frac{H}{W}\right)\right)^{-\frac{1}{2}}\right) \cdot \left[\frac{W}{H} + 1,393 + \frac{2}{3} \ln \left(\frac{W}{H} + 1,444\right)\right]}}$$

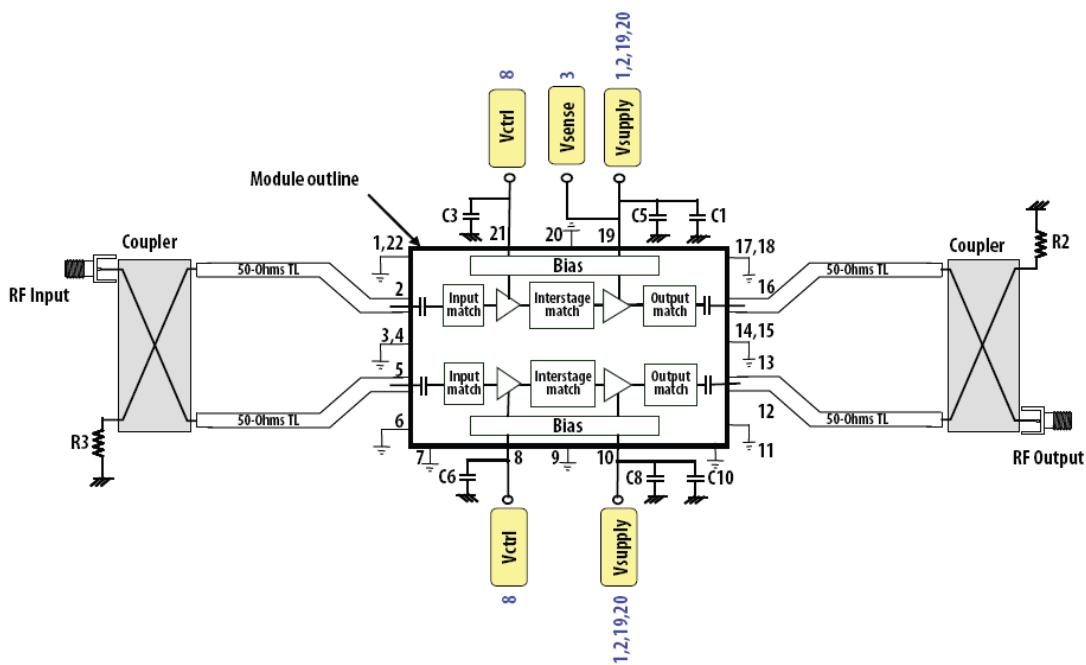
Bredden på mikrostripen kan også regnes ut i et program kalt LINVILL. Bredden på mikrostripen regnet ut i LINVILL blir $1,76 \text{ mm}$. For å kontrollere svaret kan verdien settes inn i formelen for Z_0 :

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\left(\frac{\epsilon_r+1}{2} + \frac{\epsilon_r-1}{2} \cdot \left(1 + 12 \left(\frac{0,8 \text{ mm}}{1,76 \text{ mm}}\right)\right)^{-\frac{1}{2}}\right) \cdot \left[\frac{0,8 \text{ mm}}{1,76 \text{ mm}} + 1,393 + \frac{2}{3} \ln \left(\frac{0,8 \text{ mm}}{1,76 \text{ mm}} + 1,444\right)\right]}} \\ = 49,85 \Omega$$

I kretskortutlegget til radiokortet er det brukt $1,76 \text{ mm}$ bredde på kobberbanen fra forsterkeren og ut til antennen. De andre transmisjonslinjene mellom komponentene er

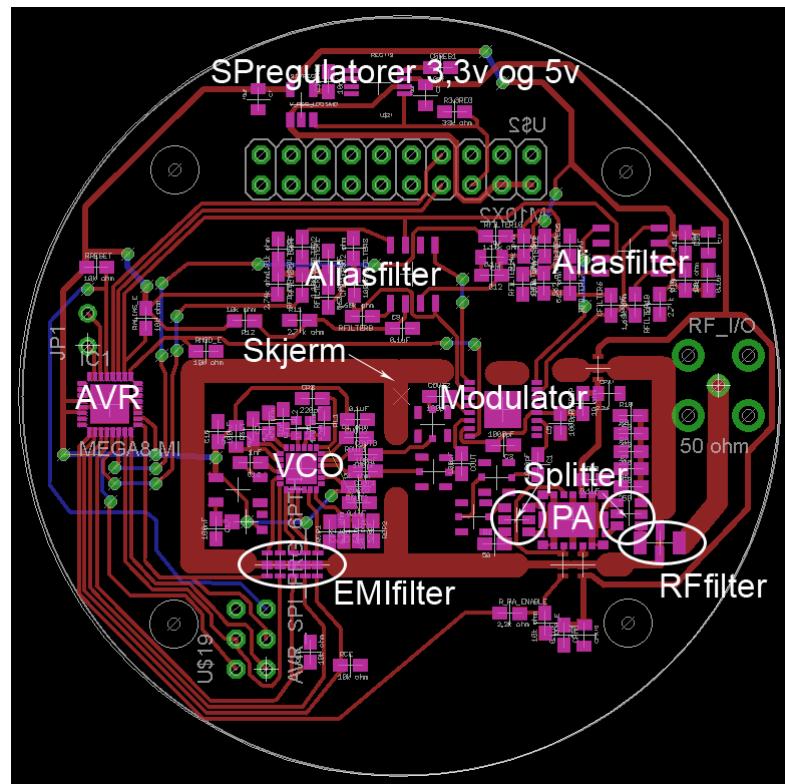
såpass korte at det har ingen hensikt og bruke 1,76mm bredde.

Modulatoren er den kretsen i radiokortet som trenger minst omtanke, men den krever et godt jordplan og korte transmisjonslinjer inn fra VCOen og ut til forsterkeren. Forsterkeren har to kanaler, men for å nyttegjøre seg av begge kanalene kan forsterkeren kjøres balansert, der en splitter [29] blir brukt på inngangen til forsterkeren som faseforskyver inngangssignalet 90° og -90° , før det splittes og inngangene på forsterkeren kjøres differensielt. For å få det differensiale signalet på utgangen av forsterkeren sentreret mot en antenneutgang, ligger det en splitter på utgangen forsterkeren også. Denne splitteren kjøres motstatt vei og summerer signalet, men for å unngå harmoniske av RFsignalet ligger det også et RFfilter [30] på utgangen mellom forsterkeren og antennen. RFfilteret er et båndpass filter med senterfrekvens på 900 MHz. Dette filteret demper 2.harmonisk (1600 MHz) 50.48 dB og 3.harmonisk (3000 MHz) 46.30 dB.

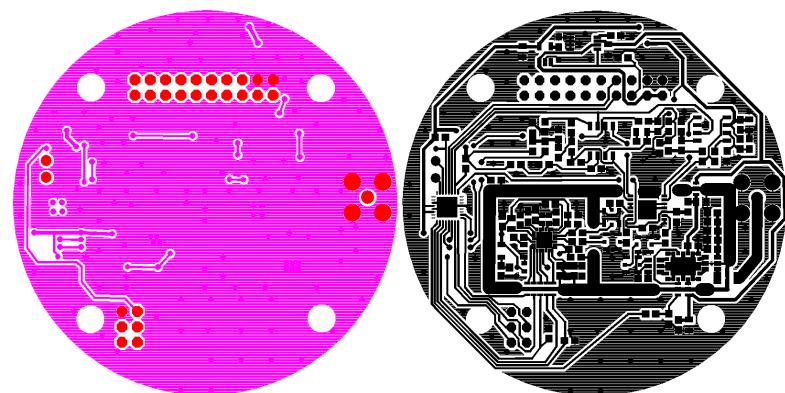


Figur 6.16: Balansert forsterkeroppkobling

Siden radiokortet stiller strenge krav til kretkortet, ble radiokortet produsert profesjonelt hos ELprint. Profesjonelle kretskortprodusenter bruker et et filformat kalt GERBER-filer, der det er en GERBER-fil per lag i kretskortutleget. Cadsoft, Eagle (programmet som kretskortutleget ble lagd i), har muligheten til å lage GERBER-filer. Etter at kretskortutleget var ferdig ble radiokortet sendt til produksjon. Montering av kortet ble gjort for hånd på Simpro som driver med kretkortproduksjon. Fordi Simpro har utstyr til å bruke stensil for påføring av loddepasta og loddning av kretskortet ved hjelp IR-ovn.

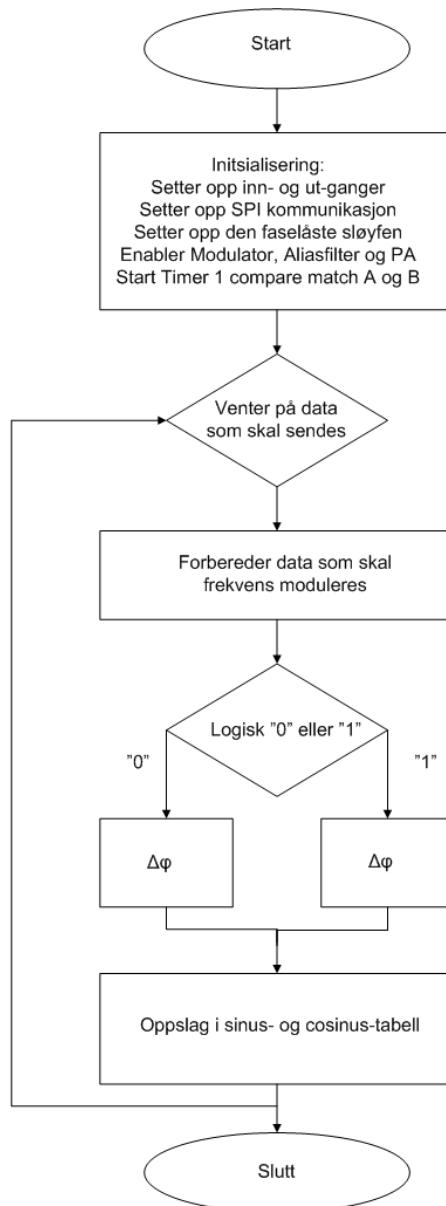


Figur 6.17: Kretskortutlegg i Eagle

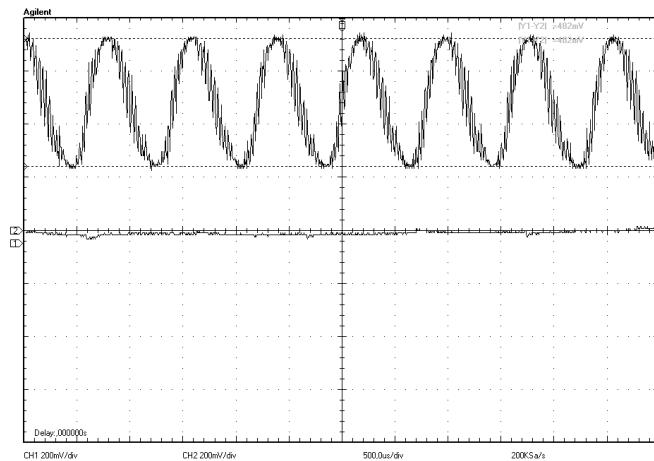


Figur 6.18: Topp- og bunn-lag i GERBER-format

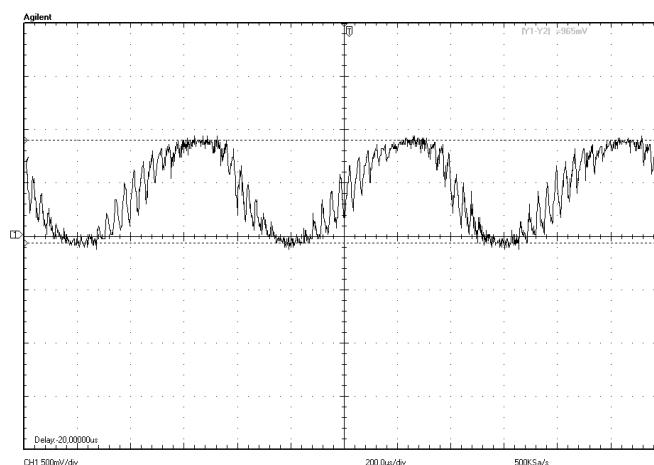
Programmet for å overføre data ved hjelp av FM modulasjon starter med å sette opp den faselåste sløyfen, ved å skrive til tre registre ved hjelp av SPI. Så blir modulatoren, forsterkeren og operasjonsforsterkerene som kontrollerer aliasfilteret aktivert. Deretter venter mikrokontrolleren på data som skal overføres. For å FM modulere data representerer logisk 0 og logisk 1, hver sin frekvens. Fordelen med denne metoden er at det kan tas imot på en helt vanlig radio, hvor logisk 0 og logisk 1 representerer hver sin tone. Frekvensen som overføres lages ved å gjøre oppslag i en sinus og cosinus tabell på 256 verdier. Hvor steglengden mikrokontrolleren gjør i tabellen, avgjør frekvensen.



Målinger på aliasfilteret viste at AC-svinget var på ca $482\text{m}V_{p-p}$ og differensielt $965\text{m}V_{p-p}$ mot beregnet $490\text{m}V_{p-p}$ og $980\text{m}V_{p-p}$, med et midtnivå på ca 90 mV mot beregnet 899 mV .

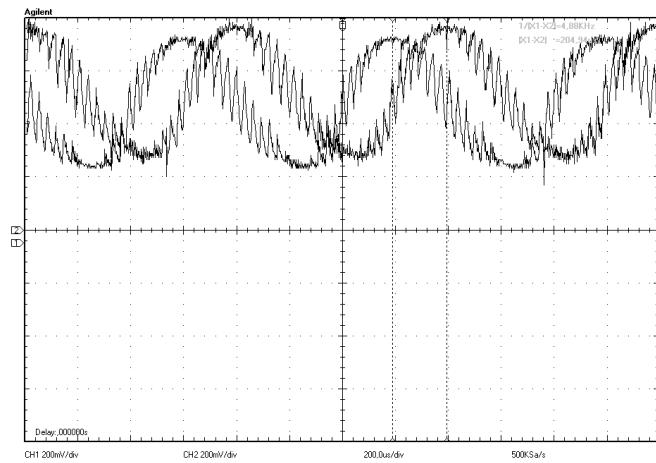


Figur 6.19: Måling på sinuskurve 1220 Hz



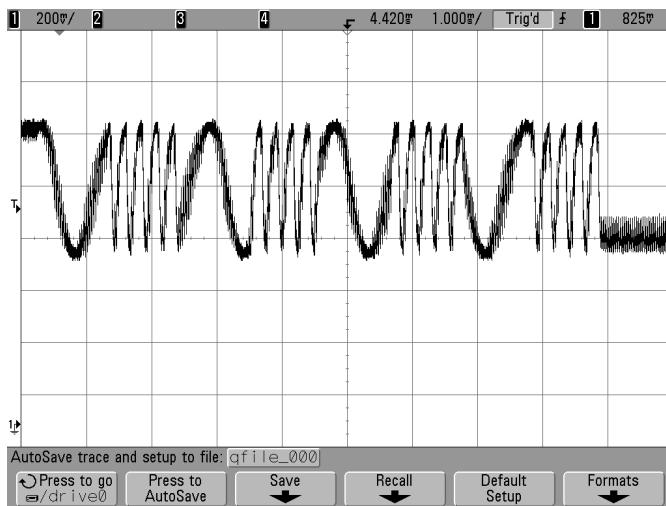
Figur 6.20: Måling differensielt på sinuskurve 1220 Hz

Ved å sammenligne cosinus- og sinussignalet kunne fasen reges ut til $\varphi = 360^\circ \cdot \frac{\Delta t}{T_p} = 360^\circ \cdot \frac{204,94 \text{ ms}}{1220 \text{ Hz}} = 90,01^\circ$.



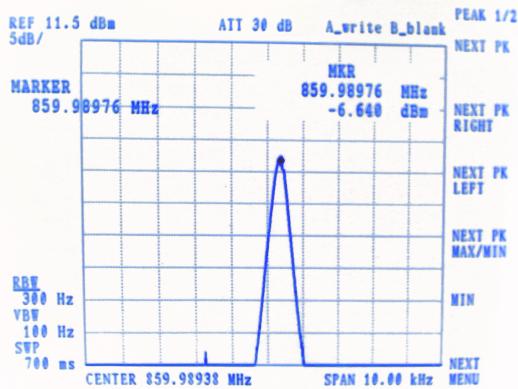
Figur 6.21: Cosinus- og sinuskurve 1220 Hz

For å overføre data ved hjelp av FM, kan man endre frekvensen på cosinus- og sinussignalet i takt med logisk 1 og logisk 0.



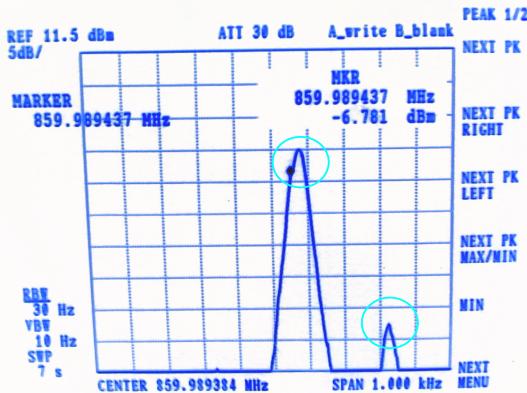
Figur 6.22: Hexadesimal verdi AA overført ved hjelp av FSK

Etter å ha satt opp VCO-kretsen til 860 MHz kunne bærebølgen leses av på en spektrumanalysator. På spektrumanalysatoren kan bærebølgen leses av til -6,64 dBm, 859,98976 MHz. -6,64 dBm er litt mindre enn -5dBm som står i databladet for ADF4360-7, men ved mer nøyaktig måling med et effektmeter kunne bærebølgen lese av til -5,2 dBm. 859,98976 MHz er litt lav bærefrekvens, men dette kan justeres bland annet med et potmeter på referanseoscillatoren til VCOen, men oscillatoren har en feilmargin på $\pm 2 \text{ ppm}$. Dette blir $\pm 40 \text{ Hz}$ på 20 MHz, som igjen blir multiplisert opp av faselåstesløyfen.



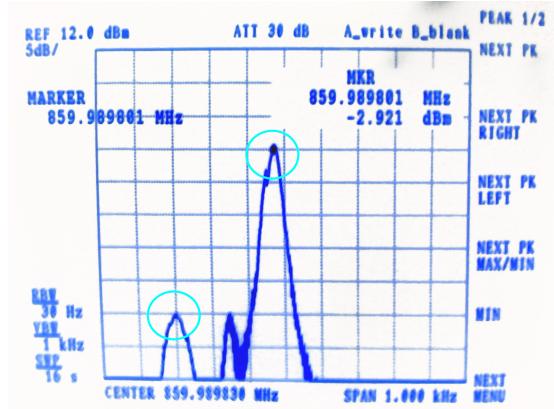
Figur 6.23: Bærebølge spektrum

Ved et sende et cosinus- og sinussignal på 250 Hz inn på modulatoren kunne man se på spektrumanalysatoren at bærebølgen ble undertrykt med ca 45 dB, mens det modulerete signalet flyttet seg 250 Hz laver i frekvens enn bærebølgen. Målinger med effektmeter viste at det modulerte signalet også befant seg på -5,2 dBm.



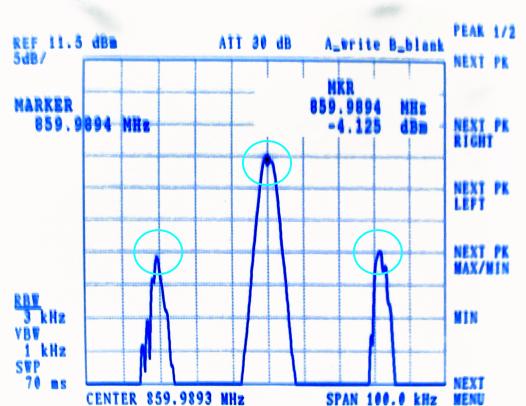
Figur 6.24: Modulert signal med undertrykt bærefrekvens, nedre sidebånd

Sikfører man fortegnet på for eksempel sinussignalet, blir det modulerete signalet flyttet på oversiden av bærebølgen.



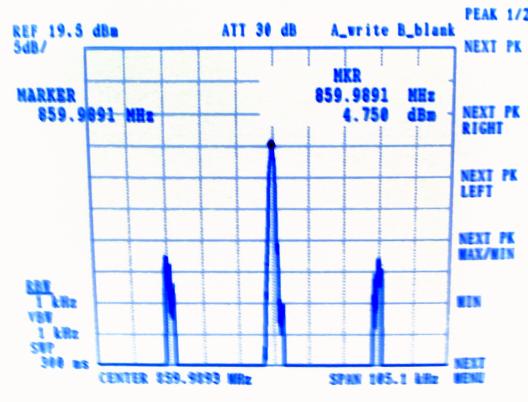
Figur 6.25: Modulert signal med undertrykt bærefrekvens, øvre sidebånd

Utvider man frekvensområdet som vises på spektrumanalysatoren ser man tydlig punktprøvingsfrekvens til cosinus- og sinussignalet. Den er på ca 31250 Hz og dempet med ca -30 dB. Den utregnede verdien fra aliasfilteret er på -29,2528 dB. Den burde ha vært dempet litt mer, omtrent like mye som bærebølgen, ca -45 dB.



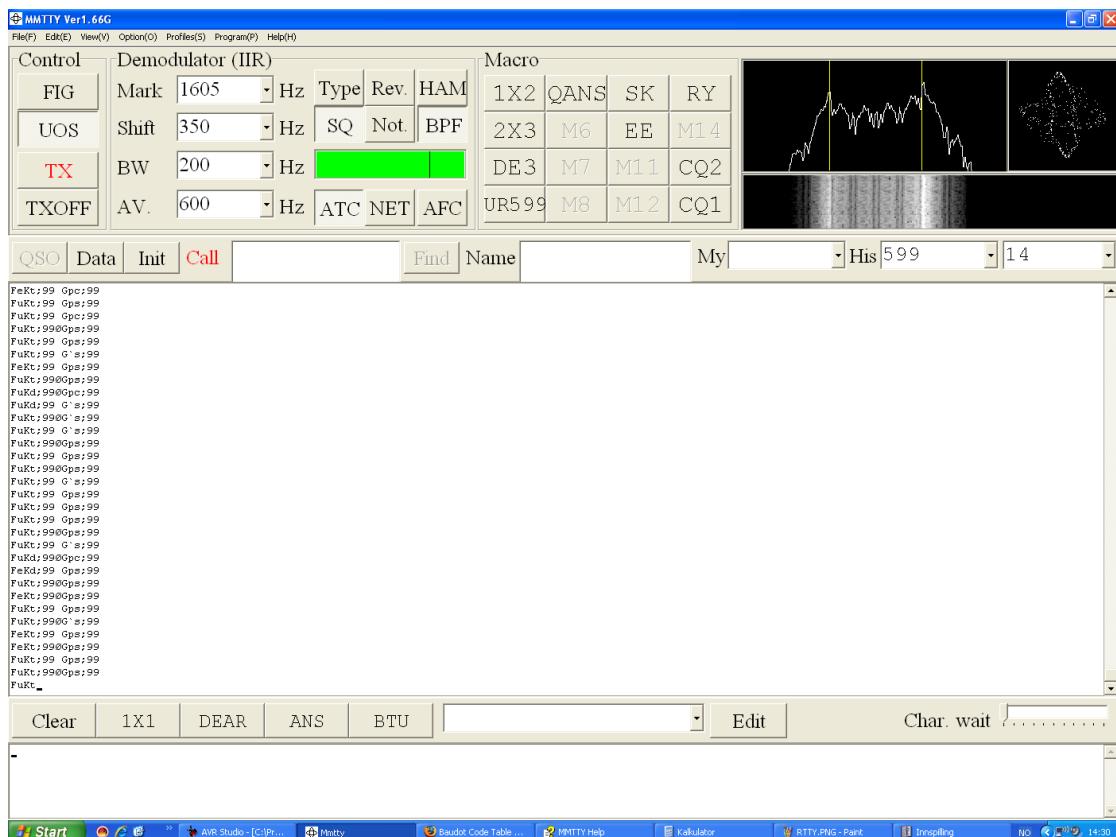
Figur 6.26: Modulert signal med punktprøvingsfrekvens 31250 Hz

Under testing av forsterkeren gikk det litt mye strøm i PA-kretsen, som tok knekken på 5V spenningsregulatoren [39]. Strømforsbruket til PA-kretsen kan justeres ved hjelp av V_{ctrl} , som også fungerer som enable av PA-kretsen. Ved å justere ned spenningen til 2,4 V ble det målt et utgangsnivå på 24,75 dB (4,75 dB+20 dB dempeledd) på spektrumanalysatoren. Etter spesifikasjonene skulle utgangsnivået vært nærmere 27 dBm, men for testingen sin del ble V_{ctrl} holdt på 2,4 V, men med mulighet for å justere opp V_{ctrl} for mer sendereffekt.



Figur 6.27: Modulert signal på antenn utgangen

For å demodulere signalet og ta imot data, ble det brukt en Rohde & Schwarz, radiokommunikasjons analysator. Det demodulere signalet ble overført ved hjelp av lydutgangen på radiokommunikasjonsanalysatoren og inn på lydkortet på en PC. For dekode lydsignalene kan flere program brukes. For eksempel kan man bruke en gammel teleskri-verstandard kalt RTTY. RTTY operer med lav datahastighet på 22 til 300 baud. MTTY er et typisk program som bruker RTTY. Man velger seg en markeringsfrekvens som represntrerer logiske 0, så et frekvensskift opp fra markeringsfrekvensen som representerer logiske 1. Ved testing av radiosenderen ble det sendt strenger på 32 byte. De oppsto sporadiske bitfeil, men ca feilmargin på 1bit per 480bit. Dette skyldes problemer i forhold til synkronisering av overførte data. Enkelte data hadde mer bitfeil enn andre. Spesielt data med hyppige bitforandringer med resultat i hyppige frekvensskift. Det ble desverre ikke tid til og teste radiokortet opp mot de andre kortene og viderutvikle programmet for å bli kvitt synkroniseringsproblemet. Ulempen med RTTY er at standarden ikke bruker ASCII-format og opererer med lav datahastighet, men det finnes andre alternativer som WINPSK. WINPSK bruker ASCII-format og kan operere opptil 1200 baud.



Figur 6.28: Dekoding av FM signal vha MTTY

Kapittel 7

XBee-kort

Kretsskjema til XBee-kortet finnes i figur ?? i vedlegg ?? på side ??

Når det lages en RF-modul til CanSaten er de tre avgjørende faktorer som dukker opp:

- Størrelse
- Rekkevidde
- Pris

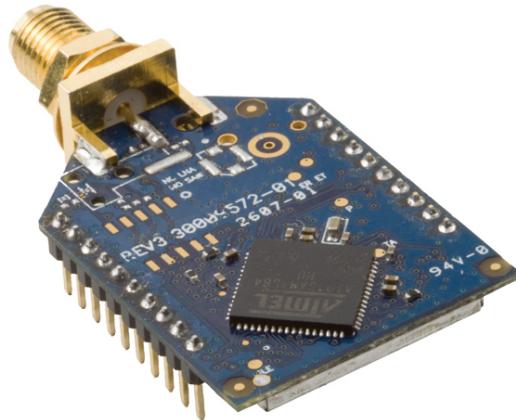
Disse tre faktorene avhenger sterkt av hverandre, og det viser seg at utvalget av RF-moduler er mindre enn forventet. De fysiske kravene er at modulen må passe inn i en sylinder med høyde 12 cm og diameter 64 mm samt at den må klare å sende data over en avstand på 10 km ved fri sikt. På grunn av svært begrenset utvalg av moduler velger gruppen å begi seg ut på eventyret med å lage en egen spesialtilpasset RF-modul. Mer om denne i kapittel 6. Litt ut i prosjektet finner gruppen en helt fersk RF-modul fra Digi¹ som viser seg å tilfredsstille kravene til både størrelse, rekkevidde og pris. XBee-kortet er altså ment som en backup hvis utviklingen av det opprinnelige radiokortet skulle ta for lang tid eller slå feil.

7.1 RF-modulene

Xbee-kortet er designet for å kunne parres med en XBee RF-modul som vist i figur 7.1. Dette er en serie moduler utviklet av Digi (tidligere MaxStream) som er medlem av ZigBee-alliansen. Felles for disse modulene er at de er pinnekompatible, og deler samme instruksjonssett. Digi produserer blant annet disse Xbee-modulene:

- XBee & XBee-Pro ZigBee
 - Kompatibel med ZigBee-moduler fra andre produsenter

¹modulen kom på markedet i slutten av januar 2009



Figur 7.1: Bilde av XBee-modulen

- Opptil 1,2 km rekkevidde i fri sikt.
- XBee & XBee-Pro DigiMesh
 - Opptil 10 km rekkevidde i fri sikt
 - Benytter Digis egen proprietære peer-to-peer nettverkstopologi
- XBee-Pro 868 OEM
 - Tiltenkt langdistansekommunikasjon i Europa
 - 40 km rekkevidde i fri sikt med dipolantennor

Av disse modulene skiller XBee-Pro 868 OEM seg klart ut med overlegen rekkevidde.

7.2 Spesifikasjoner

Noen av de viktigste spesifikasjonene til XBee Pro 868-modulen er gitt i tabell 7.1.

7.3 Design av kretskort

XBee-modulen kommer med to pinnerader ferdig loddet på, som er ment til å monteres i hullrader med 2 mm hullavstand. På grunn av dette må modulen monteres på oversiden av kortet slik at den ikke kan falle ut av hullradene ved oppskyting av CanSaten. Siden XBee-modulen sender ut et høyeffekts antennesignal er resten av elektronikken plassert på undersiden av kortet slik at det ikke skal komme forstyrrelser til mikrokontrolleren. I tillegg er det også plassert jordplan på begge sidene av kortet for å forbedre støyegenskapene ytterligere.

Ytelse	
Rekkevidde innendørs/bystrøk	opp til 550 m
Utendørs rekkevidde, fri sikt	opp til 40 km (med 2 dBi dipolantenne)
	opp til 80 km med «high gain» antenne
Sendeffekt	85 mA- 500 mA,
RF datakapasitet	24 kbps
Datagjennomstrømning	2.4 kbps
Duty Cycle	10%
Følsomhet, mottaker	-112 dBm
Serielt interface	
UART	3,3 V CMOS (5 V tolerant)
Datahastighet	1200 - 230400 bps (kan velges i software)
Strømkvad	
Driftspenning	3,0 V til 3,6 V
Strømtrekk	500 mA (800 mA maks.)
Strømtrekk (mottak)	65 mA typisk
Generelt	
Frekvensbånd	SRD G3-bånd (869,525 MHz)
Dimensjoner	2,443 cm × 3,332 cm
Driftstemperatur	–40 °C til 75 °C ved 3,0 V til 3,6 V –40 °C til 85 °C ved 3,3 V til 3,6 V
Tilkoblingsmulighet for antennen	1/4-bølge ledningsantenne, RPSMA RF-konnektor, U.FL-konnektor

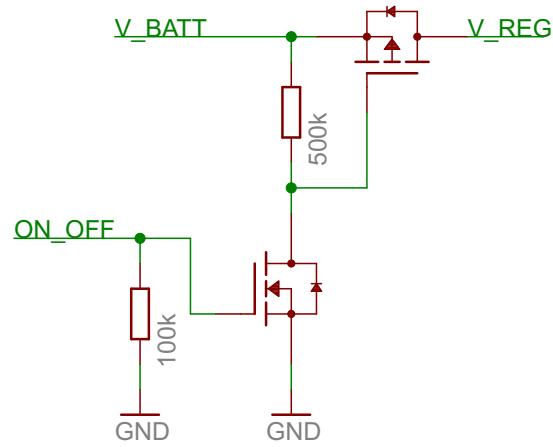
Tabell 7.1: Spesifikasjoner på XBee Pro 868-modulen

De fleste komponentene på dette kortet er like med komponentene på de andre modulene i CanSaten. Strømmåling, mikroprosessor, lysdiode, ISP-plugg og systembus har likt design. Den ene komponenten som skiller seg ut er spenningsregulatoren. Siden XBee-modulen trekker 500 mA ved sending (800 mA maks.) [15] må det benyttes en kraftigere regulator. Modulen skal ha 3,3 V spenningsforsyning, og siden det er fastslått å bruke lineære regulatorer (vi har mer en nok batterikapasitet) blir det relativt stort effekttap i regulatoren.

$$P_{dis} = (U_{batt} - U_{reg.out}) \cdot I_{load} = (8,0 \text{ V} - 3,3 \text{ V}) \cdot 0,5 \text{ A} = 2,35 \text{ W}$$

På grunn av dette velges det en regulator med fysisk stor pakke (DPak) som enkelt kan lede bort varme. I dette segmentet av regulatorer var det ikke mulig å finne en komponent med integrert on/off-pinne som var tilgjengelig for kjøp i Norge. Løsningen blir da å lage en egen krets før regulatoren som vil fungere som en on/off-pinne for

kortet. On/off-pinnen er aktiv høy som de andre regulatorene, og implementeringen er vist i figur 7.2.



Figur 7.2: Implementering av on/off-pinne

Kapittel 8

Konklusjon

I dette hovedprosjektet har det blitt arbeidet med å planlegge, designe og bygge en CanSat som skal kunne skytes opp i troposfæren på oppdrag fra NAROM. Arbeidet med hovedprosjektet startet 6. januar 2009 med et orienteringsmøte der veilederne var tilstede, og har fortsatt frem til 25. mai 2009. Gruppen har fått erfare hvordan det er å jobbe med et prosjekt der det kreves bred kompetanse og evnen til å kunne tenke løsningsorientert. I forhold til de målene som ble utformet i forprosjektet er det blitt noen avvik. Disse avvikene skyldes i hovedsak at prosjektetgruppen valgte å lage komplekse moduler som bød på større utfordringer enn først antatt.

8.1 Oppnådde effektmål

Prosjektgruppen har laget en prototyp som kan bygges ut med nye finesser og brukes av andre med lignende bakgrunn. Prototypen leveres til NAROM som kan bruke den som modell til inspirasjon og eksempel på hvordan en CanSat kan utformes. Målgruppen trenger ikke inngående elektronikkunnskaper for å forstå det grunnleggende konseptet med konkurransen. Dette gjøre det mulig for NAROM å enkelt kunne fremme interessen for CanSat i det norske studentmiljøet.

8.2 Oppnådde resultatmål

Gruppen hadde satt seg som mål å utvikle en fungerende prototyp, klar for å skytes opp i troposfæren med rakett eller «CanSat-launcher». På grunn av større tidsforbruk enn først antatt, måtte design av innkapslingen utsettes. Utvikling av innkapsling er også det området hvor gruppen har minst faglig kompetanse. Gruppen mener dette avviket er akseptabelt siden innkapslingen er planlagt ferdigstilt i løpet av sommeren 2009. Siden innkapslingen er uferdig, er det også vanskelig å teste CanSatens evne til å motstå saltvann, støt, trykkforskjeller, temperatur osv. Gruppen har satt seg som mål å begrense de økonomiske kostnadene i henhold til innvilget budsjett på 5000 kroner fra NAROM. De estimerte materialkostnadene beløper seg på ca. 4300 kroner og gruppen

sier seg fornøyd med budsjettet. Gruppen har satt seg som mål å ferdigstille prosjektet med færrest mulig timer over det fastsatte målet på 2100 timer. Med et faktisk timeantall på 2505 kan gruppen si seg fornøyd med tanke på de nye utfordringene som oppsto.

8.3 Vurdering av prosessmål

Gruppen har jobbet mye med programmene Eagle fra CadSoft for å designe modulene, og Atmels AVRStudio for å utvikle kildekoden til mikrokontrollerene i CanSaten. Prosjektdeltakerene har med dette utviklet en høyere kompetanse innenfor ofte brukte applikasjoner innen elektronikkbransjen. Gruppen har fått stor innsikt med hvordan det er å jobbe med små overflatmonterte komponenter, mikroskop, avanserte måleinstrumenter, IR-ovn, næringslivet, RF-design, kretskortproduksjon, feilsøking osv. Dette har ført til at alle gruppemedlemmene har fått større faglig innsikt og bredere kompetanse. Prosjektdeltakerene har også gjennom perioden utviklet meget god samarbeidsevne og blitt bedre til å planlegge.

Forkortelser

ESR Ekvivalent Serie Resistans

GGA Global Positioning System Fixed Data

NMEA National Marine Electronics Association

MOSFET Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

SCL Serial Clock

SDA Serial Data

CS Chip Select

SS Slave Select

MISO Master Input/Slave Output

MOSI Master Output/Slave Input

SCLK Serial Clock

DR Dead Reckoning

ADC Analog-to-Digital Converter

AGC Automatic Gain Control

AES Advanced Encryption Standard

AM amplitudemodulasjon

API Application Programming Interface

AVR Alf og Vegards RISC-prosessor

bps Baud per second

CAN Controller-Area Network

CMOS Complementary metal-oxide-semiconductor

CMRR Common-Mode Rejection Ratio

CPU Central Processing Unit

CTS Clear to Send

DAC Digital-to-Analog Converter

DC Direct Current

EMI Electromagnetic Interference

ERC European Radiocommunications Office

FAT File Allocation Table

FET Field-effect transistor

FM frekvensmodulasjon

IC Integrated Circuit

ID identifikasjon

IEEE Institute of Electrical and Electronics Engineers

I²C Inter-Integrated Circuit

IR infrarød

I/O In/Out

ISP In-System Programming

JTAG Joint Test Action Group

kspS Kilo Samples per Second

LED Light Emitting Diode

LIN Local Interconnect Network

LDO Low-Dropout

LSB Least Significant Bit

MMC Multi-Memory card

MSB Most Significant Bit

NAROM Nasjonalt senter for romrelatert opplæring

NiCd Nickel-Cadmium

NiMH Nickel-Metal Hydride

OFM overflatemontert

PC Personal Computer

PM fasemodulasjon

PLL Phase Locked Loop

PWM Pulse With Modulation

QFN Quad Flat No leads

RC Resistor-Capacitor

RISC Reduced Instruction Set Computer

RF radiofrekvens

RPSMA Reverse Polarity SMA

RTC Real-time Clock

RTS Request to Send

RTTY Radioteletype

SAR Successive Approximation Register

SD Secure Digital

SDHC Secure Digital High Capacity

S/H Sample and Hold

SMA SubMiniature version A

SMBus System Management Bus

SOT Small Outline Transistor

SPI Serial Peripheral Interface

SRD Short Range Device

TI Texas Instruments

UART Universal Asynchronous Receiver/Transmitter

UHF Ultra High Frequency

USB Universal Serial Bus

VCO Voltage-controlled oscillator

RH Relative Humidity

SMD Surface Mounted Device

NTC Negative Temperature Coefficient

Bibliografi

- [1] Quarter-wave tricks. <http://www.microwaves101.com/encyclopedia/quarterwave.cfm>, november 2008.
- [2] Analog Devices. 140 MHz to 1000 MHz Quadrature Modulator, AD8345. http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8345.pdf, februar 2005. Rev A.
- [3] Analog Devices,. Integrated Synthesizer and VCO, ADF4360-7. http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADF4360-7.pdf, september 2005. Rev A.
- [4] Analog Devices. Single-Supply, Differential 18-Bit ADC Driver, ADA4941-1. http://www.analog.com/static/imported-files/Data_Sheets/ADA4941-1.pdf, februar 2009. Rev A.
- [5] Arpit Mehta, Maxim Integrated Products. Understand low-side vs. high-side current sensing. <http://www.analog-europe.com/howto/215801634>, februar 2009.
- [6] ATMEL Corporation. ATMEGA128 Datasheet. http://www.avrfreaks.net/modules/FreaksFiles/files/383/DN_021.pdf, juni 2008. Rev 2467R.
- [7] Atmel Corporation. ATMEGA168 Datasheet. http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2545.pdf, juni 2009. Rev 1.
- [8] Avago. Low Noise, High Gain, High Linearity, Balanced Amplifier Module, ALM-1522. http://www.avagotech.com/pages/en/rf_ics_discretes/rf_ics/gaas_amplifiers_mixers_switches/alm-1522, februar 2009. Rev E.
- [9] AVR Freaks. Using the Built-in ADC in AVR. http://www.avrfreaks.net/modules/FreaksFiles/files/383/DN_021.pdf, juni 2002.
- [10] BetaTherm Sensors. 2.2K3A1B Series 1 BetaCurve Bare leaded Thermistors. <http://www.farnell.com/datasheets/31654.pdf>.
- [11] Burr-Brown from Texas Instruments. INA193 Datasheet. <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ina193.pdf>, august 2006.

- [12] Chester Simpson, National Semiconductor. Linear and Switching Voltage Regulator Fundamentals. <http://www.national.com/appinfo/power/files/f4.pdf> og <http://www.national.com/appinfo/power/files/f5.pdf>, juli 2002.
- [13] ATMEL Corporation. ATMega16 Datasheet. http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2466.pdf, august 2007. Rev 2466P.
- [14] John Coolen Dennis Roddy. *Electronic communications*. Prentice Hall, 1995.
- [15] Digi International. XBee-Pro 868 OEM Datasheet. http://ftp1.digi.com/support/documentation/90001020_a.pdf, november 2008.
- [16] European Radiocommunications Office. ERC RECOMMENDATION 70-03. <http://www.erodocdb.dk/Docs/doc98/official/pdf/REC7003E.PDF>, april 2009. Rev.
- [17] Freescale Semiconductor. MPXAZ6115A Integrated Silicon Pressure Sensor. http://www.freescale.com/files/sensors/doc/data_sheet/MPXAZ6115A.pdf, juni 2004. Rev 1.
- [18] Freescale Semiconductor. Surface Mount Micromachined Accelerometer. <http://www.farnell.com/datasheets/37663.pdf>, mai 2006. Rev 5.
- [19] Future Technology Devices International Ltd. FT232R USB UART IC Datasheet. http://www.ftdichip.com/Documents/DataSheets/DS_FT232R.pdf, 2008. Rev 2.01.
- [20] Honeywell S&C. HCH-1000 Series Datasheet, Capacitive Humidity Sensor. <http://www.farnell.com/datasheets/34209.pdf>, juli 2007.
- [21] SiRF Technology Inc. NMEA Reference Manual. <http://www.micro-modular.com/docs/AddlRsrc/NMEA%20Reference%20Manual-Rev2.1-Dec07.pdf>, desember 2007. Rev 2.1.
- [22] Ken Gentile. Fundamentals of Digital Quadrature Modulation. <http://www.rfengineer.net/fundamentals-of-digital-quadrature-modulation/>, februar 2009. Rev.
- [23] Micro Modular Technologies Pte. Ltd. MN5010HS Design Guidelines. http://www.micro-modular.com/docs/MN5010HS/MN5010HS_DG_090129.pdf, august 2005.
- [24] Micro Modular Technologies Pte. Ltd. MN5010HS GPS Receiver Module. http://www.micro-modular.com/docs/MN5010HS/MN5010HS_DS_090129.pdf, august 2005.
- [25] Maxim Integrated Products. High-Side Current-Sense Measurement: Circuits and Principles. http://www.maxim-ic.com/appnotes.cfm/an_pk/746/, november 2001.

- [26] Maxim Integrated Products. Linear Regulators in Portable Applications. http://www.maxim-ic.com/appnotes.cfm/an_pk/751, juli 2002.
- [27] Dan McMahill. Microstrip Analysis/Synthesis Calculator. <http://mcalc.sourceforge.net/>, august 2002.
- [28] Microwaves101. Microstrip calculator. <http://www.microwaves101.com/encyclopedia/calmstrip.cfm>.
- [29] Mini-Circuits. Power Splitter/Combiner, QCN-12AD. http://www.minicircuits.com/products/psc_sm_2_90.html, juni 2004. Rev 1.
- [30] Mini-Circuits. Low Pass Filter, LFCN-900. <http://www.minicircuits.com/cgi-bin/modelsearch?model=LFCN-900&x=0&y=0>, mars 2009. Rev E.
- [31] Molex. 1.25mm PitchPicoBlade Wire-to-Board Header. <http://www.molex.com/catalog/pdf/MX53261.pdf>, 2007. Rev A-52.
- [32] Murata. EMI-filter. <http://search.murata.co.jp/Ceramy/image/img/PDF/ENG/L0111S0109NFM21C.pdf>, mars 2005. Rev 1.
- [33] National Semiconductor. LP2985 Datasheet. <http://www.national.com/ds/LP/LP2985.pdf>, juli 2007.
- [34] ROHM Semiconductor. SML-210 0805 LED Datasheet. <http://www.rohm.com/products/databook/led/pdf/sml-210.pdf>, 2007. Rev D.
- [35] Steffen Kirknes. Technical Note Cansat TX, mars 2009. Rev 2.
- [36] Stein Øvstedal. Forelesningsnotat: Bølgeutbredelse.
- [37] Stein Øvstedal. Forelesningsnotat: Frekvenssyntese.
- [38] Stein Øvstedal. Forelesningsnotat: Satellittkommunikasjon.
- [39] Texas Instruments. Low-Dropout Regulator REG113. http://www.datasheetcatalog.org/datasheets/270/351988_DS.pdf, mars 2005. Rev E.
- [40] Thomas Kuehl, Texas Instruments. A dual-polarity, bidirectional current shunt monitor. <http://focus.ti.com/lit/an/slyt311/slyt311.pdf>, oktober 2008.
- [41] Vishay BComponents. Surface Mount, NTC Thermistors. <http://www.farnell.com/datasheets/18218.pdf>, mai 2006. Rev 5.
- [42] Vishay Semiconductors. IR Receiver Modules for Remote Control Systems. <http://www.vishay.com/docs/81732/tsop348.pdf>, januar 2009.
- [43] Wearable Inc. DOSonCHIP Datasheet. http://dosonchip.com/support/assets/DOSonCHIP_CD17B10_Datasheet.pdf, april 2009.

- [44] Wikipedia. I²C. http://en.wikipedia.org/wiki/Serial_Peripheral_Interface_Bus.
- [45] Wikipedia. Serial Peripheral Interface Bus. http://en.wikipedia.org/wiki/Serial_Peripheral_Interface_Bus.

Tillegg A

Regnskap

Ett av arbeidsgivers rammer var en øvre økonomisk grense på 5000 norske kroner. Vedlegg A vil dokumentere alle utgifter relatert til oppgaven.

Tabellene A.1, A.2, A.3, A.4, A.5, A.6 og A.7 viser detaljerte handlelister fra hver bestillingsrunde. Totalt beløp for alle utgifter havner på 4408 kroner.

Tabell A.2: Tredje handleliste Farnell(alle priser i NOK)

Varenr.	Antall	Komponent	Stk.	Pris	Totalt
1056234	10	SOCKET, SMD, 6WAY	4.58	45.8	
1081473	5	MOSFET, N, SOT-23	2.19	10.95	
1100337	5	RESISTOR, 1206 0R2	5.13	25.65	
1212263	1	CHARGE MANAGER LIION LDO, SMD, 2057	36.39	36.39	
1216982	1	PLUG, LOW VOLTAGE, 0.7MM	9.49	9.49	
1216988	1	SOCKET, LOW VOLTAGE, 0.65MM	10.53	10.53	
1294480	5	CAPACITOR, 0603, 100PF, 200V, C0G	2.3	11.5	
1362560	10	CAPACITOR, 0805, 47PF, 50V, NP0	0.26	2.6	
1399696	10	RESISTOR, 0R3 1% 0805 0.125W	0.79	7.9	
1414573	10	CAPACITOR, 0402, 1NF, 50V, X7R	0.13	1.34	
1414664	30	CAPACITOR, 0805, 100NF, 50V, X7R	0.32	9.6	
1414678	10	CAPACITOR, 0805, 22PF, 50V, NP0	0.32	3.2	
1437701	1	SLIDE SWITCH, SPDT, R/A, ON-ON	47.75	47.75	
1515671	5	FERRITE BEAD, 0603 CASE, 1KOHM	0.67	3.35	
1559374	1	Voltage Regulator IC	12.65	12.65	
1564940	1	CURRENT SHUNT MONITOR, 500KHZ	25.3	25.3	
1576013	5	RESISTOR, 97K6, 0805 0.1% 25PPM 0.1W	5.68	28.4	
1578142	5	RECEPTACLE, FREE, 6WAY	1.22	6.1	
1578205	5	HEADER, R/ANGLE, SMT, 6WAY	6.18	30.9	
1640891	1	CRYSTAL, 8.000MHZ	15.74	15.74	

Tabell A.2 fort. neste side

Tabell A.2 – forts. fra forrige side

Komponent	Varenr.	Antall	Stk.	Pris	Totalt
1650863	1	CAPACITOR, CERAMIC MULTILAYER	0.65	0.65	
1652811	1	THICK FILM CHIP RESISTOR	0.74	0.74	
1652905	2	THICK FILM CHIP RESISTOR	0.74	1.48	
1652924	2	THICK FILM CHIP RESISTOR	0.74	1.48	
1652925	1	THICK FILM CHIP RESISTOR	0.74	0.74	
1653139	2	THICK FILM CHIP RESISTOR	0.74	1.48	
1656583	2	LEAD, SKT/FREE END, 150MM, PK10	41.72	83.44	
1685052	3	LED, SMD, 0805, PURE GRN	3.02	9.06	
359907	1	SOCKET, PC104, THROUGH, 40WAY	40.06	40.06	
3908021	1	RECEPTACLE, SMT, U.FL	18.74	18.74	
613009	50	RESISTOR, 0805 180R	0.09	4.65	
7568355	5	CAPACITOR, 0603, 27PF, 100V	3.09	15.45	
9227806	10	CAPACITOR, 0805, 1UF, 16V	0.42	4.2	
9227849	10	CAPACITOR, 0805, 4.7UF, 16V	2.8	28	
9234284	50	RESISTOR, RC11 0805 180K	0.24	12	
9236392	50	RESISTOR, RC11 0805 10M	0.19	9.6	
9332456	50	RESISTOR, 0805 11K	0.18	9.05	
9333991	50	RESISTOR, 0805 16K	0.16	8	
9334580	50	RESISTOR, 0805 4K7	0.16	8	
9334653	50	RESISTOR, 0805 51K	0.16	8	
9402136	10	CAPACITOR, 0805, 10UF, 10V, X5R	3.37	33.7	
9402152	10	CAPACITOR, 0805, 2.2UF, 10V, X7R	2.02	20.2	
9406352	10	CAPACITOR, 0805, 10NF, 50V	0.52	5.2	
9526625	5	TRANSISTOR, PNP, SOT-223	16.27	81.35	
9695672	1	CAPACITOR, CASE D, 100UF, 16V	3.84	3.84	
9728937	1	HEADER, SOCKET, 2MM, 50WAY	59.44	59.44	
9753559	10	CAPACITOR, 0805, 10PF, 50V	0.24	2.4	
9778284	1	V REG LDO +3.3V, SMD, 2985, SOT235	14.37	14.37	
9778306	1	V REG LDO +5.0V, SMD, 2985, SOT235	14.04	14.04	
9846336	1	MOSFET, P, SOT-23	7.73	7.73	
9962832	1	SWITCH, SPNO, SMD	2.74	2.74	
Totalt:					1143.71

Komponent	Varenr.	Min antall	Antall	Stk. pris	TTotalt
100 nF kondensator	1414664	Min 10	10	0.31	3.1
33 nF kondensator	1414688	Min 10	10	0.4	4
22 pF kondensator	1414678	Min 10	10	0.31	3.1
10 μ F kondensator	9402136	Min 10	10	3.37	33.7
100 μ F kondensator	9695672		4	3.84	15.36
10 pF kondensator	9753559	Min 10	10	0.24	2.4
2.2 μ F kondensator	9402152	Min 10	10	2.02	20.2
4,7 μ F kondensator	1650928		1	0.61	0.61
8.2 k Ω	9234128	Min 50	50	0.24	12
33 k Ω motstand	9334378	Min 50	50	0.33	16.5
10 k Ω motstand	9332391	Min 50	50	0.37	18.5
300 Ω motstand	9332987	Min 50	50	0.37	18.5
1 M Ω motstand	9332413	Min 50	50	0.37	18.5
1 k Ω motstand	9332383	Min 50	50	0.37	18.5
2,2 Ω shunt	1652978		1	0.74	0.74
5,6 Ω shunt	1399730	Min 10	10	0.77	7.7
1,5 Ω shunt	1399714	Min 10	10	0.77	7.7
100 Ω	9333703	Min 50	50	0.16	8
4.22 k Ω	1653139		2	0.74	1.48
2.2 k Ω motstand	1469887	Min 50	50	0.3	15
100 k Ω	1652905		2	0.74	1.48
INA193AIDBVT	1564940		3	24.06	72.18
LP2985IM5-3.3	9778284		3	14.09	42.27
LP2985IM5-5.0	9778306		1	13.76	13.76
MMBT2222	1459098		4	0.25	1
BSS138 N-MOSFET	1431319		2	1.51	3.02
BAS16 DIODE	1621825	Min 10	10	0.48	4.8
LED 0805 green	1685052		4	3.02	12.08
LED 0805 red	1685054		1	3.03	3.03
IR RECEIVER	4913139		1	17.99	17.99
3.6864MHz Krystall	1079075		4	6.02	24.08
32kHz Krystall	1457088		1	7.87	7.87
Bus-connector	359907		5	40.06	200.3
Thermistor	1187086	Min 5	5	7.75	38.75
Thermistor	9707174		1	50.3	50.3
Fuktsensor	1566264		1	67.1	67.1
Akselerometer	1566157		1	110.06	110.06
Hex spacer	R401001402		1	104.2	104.2
Total kostnad:				999.86	

Tabell A.1: Første handleliste Farnell(alle priser i NOK)

Varenummer	Beskrivelse	Antall	Pris	Totalt
COM-08226	DOSOnChip	2	12,95	25,90
GPS-00178	GPS-antenne ekstern	1	18,95	18,95
GPS-08418	GPS chipantenne	2	2,95	5,90
GPS-08825	GPS mottaker MN5010HS	2	39,95	79,90
PRT-00127	microSD socket	2	3,95	7,90
Frakt:				4,20
Totalt:				142,75

Tabell A.3: Første handleliste Sparkfun.com(alle priser i US\$)

Varenummer	Beskrivelse	Antall	Pris	Totalt
PRT-00341	Li-Ion Batteri	2	8,95	17,90
COM-00650	FT232USB-UART	1	3,95	3,95
PRT-08612	Batterikonnektor SMD	4	0,95	3,80
PRT-00587	MiniUSB konnektor	1	1,50	1,50

Tabell A.4: Andre handleliste Sparkfun.com(alle priser i US\$)

Varenummer	Beskrivelse	Antall	Pris	Total
359907	SOCKET, PC104, THROUGH, 40WAY	3	40.06	120.18
9778284	V REG LDO +3.3V, SMD, 2985, SOT235	4	14.37	57.48
3908100	RECEPTACLE, SMT, H.FL	1	25.5	25.5
1564940	CURRENT SHUNT MONITOR, 500KHZ	3	25.3	75.9
7569564	CAPACITOR, S/TERM, 0805, 100NF, 50V	20	0.96	19.2
9695672	CAPACITOR, CASE D, 100UF, 16V	3	3.84	11.52
1685052	LED, SMD, 0805, PURE GRN	1	3.02	3.02
1685054	LED, SMD, 0805, RED	1	3.03	3.03
1651700	SPACERS, 15MM	12	4.46	53.52
1632238	PCB Connector	2	15.87	31.74
Total:				576.36

Tabell A.5: Andre handleliste Farnell(alle priser i NOK)

Varenummer	Beskrivelse	Antall	Pris	Totalt
43-543-12	Plugg	1	12,60	12,60
43-544-03	Motstykke	1	0,92	0,92
43-544-78	Ledning	6	10,10	60,60
48-012-43	Distans	20	2,80	56,00
65-612-52	EMI-filter	5	8,65	43,25
Totalt:				173,37

Tabell A.6: Handleliste Elfa(alle priser i NOK)

Beskrivelse	Totalt
Jernvare Clas Ohlsson	188,00
Fallskjerm	150,00
Tollutgifter første bestilling Sparkfun	249,00
Totalt:	587,00

Tabell A.7: Andre utgifter(alle priser i NOK)