

Utvikling av akustisk målemetode for oppdrettsmerders form

Jarle Skjæveland

Master i teknisk kybernetikk
Oppgaven levert: Juli 2009
Hovedveileder: Jo Arve Alfredsen, ITK

Oppgavetekst

Oppdrettsmerder er elastiske konstruksjoner som påvirkes av miljøkrefter forårsaket av strøm og bølger. Avhengig av miljøkreftenes styrke og konstruksjonens egenskaper, vil oppdrettsmerdene kunne avvike mer eller mindre fra sin opprinnelige form. Kunnskap om hvordan merden "ser ut" under vann er viktig informasjon i forhold til overvåkning og drifting av oppdrettsanlegg, og i ekstreme tilfeller vil deformasjon av konstruksjonen kunne medføre kritiske tilstander for fisken i merden. Med bakgrunn i dette skal det utredes hvorvidt et prinsipp basert på sanntidsmåling av avstander i konstruksjonen sammen med geometriske betraktninger gir en tilfredsstillende representasjon av oppdrettsmerdens form. Avstandene skal bestemmes ved hjelp av akustiske målinger, dvs. måling av gangtiden til ultralydpulser som sendes mellom faste punkter på konstruksjonen, samt måling av hydrostatisk trykk (dybde). Oppgaven omfatter utvikling av basisinstrumentering for dette målesystemet og kan oppsummeres i følgende punkter:

- Teoretiske betraktninger omkring bruk av akustikk og hydrostatisk trykk som metode for undervanns avstandsmåling i oppdrettsmerder, spesielt med tanke på å belyse metodens egenskaper i forhold til nøyaktighet, repeterbarhet, kapasitet, tekniske kompleksitet, begrensninger pga. fiskebiomasse, og lignende
- Utarbeidelse av spesifikasjon for testsystem bestående av sensornoder for måling av form og helning på "merd-ring" etter nevnte prinsipp
- Design og implementasjon av sensornode
- Test og dokumentasjon av sensornodenes egenskaper ved hjelp av eksperimenter
- Diskusjon og dokumentasjon av design og resultater

Oppgaven gitt: 26. januar 2009

Hovedveileder: Jo Arve Alfredsen, ITK

Preface

Jeg vil først og fremst takke Jo Arve Alfredsen som har vært en god veileder gjennom denne masteroppgaven. Takk for god hjelp og gode tilbakemeldinger. I tillegg vil jeg takke Terje og Glenn på verkstedet for deres vanntette innkapsling og for å ha stilt forskningsfartøyet Balchazar til rådighet under testing. John Olav på komponentlageret som har skaffet meg alt utstyr og hjulpet meg med printkort, samt alle andre ansatte på instituttet og klassekammerater som har vært imøtekommende og på en eller annen måte har bidratt til at jeg kom i mål. Takk også til FFH v. Maricom for tildelelse av stipend, samt til Thelma A/S som har vært samarbeidsbedrift for prosjektet. Til slutt vil jeg takke familie og venner som har støttet og motivert meg når jeg trengte det. -Ja for selv om prosjektet har vært gøy og lærerikt, har det til tider også vært vanskelig. Tilsynelatende umulige floker løser seg som regel opp bare man jobber lenge og målbevisst.

NTNU, Trondheim 10.07.2009

Jarle Skjæveland

Sammendrag

Det har blitt utviklet, produsert og testet et målesystem for måling av avstand mellom to enheter under vann basert på ultralyd, samt måling av dyp med trykksensorer. Enhetene er identiske og består av en piezotransduser og en trykksensor med tilhørende elektronikk og mikrokontroller. En av nodene konfigureres som sender og sender en akustisk puls gjennom sjøen samtidig med et spenningsignal via kabel. Den andre konfigureres som mottaker og vil da registrere tidsforskjellen mellom elektrisk og akustisk signal, og sender dette til en enhet på land. Ved hjelp av denne tidsforskjellen kan avstanden beregnes. Dybdemålingene og avstandsmålingene foregår syklisk og begge har vist å ha tilfredsstillende nøyaktighet, men før måleprinsippet kan tas i bruk, gjensår å lokalisere og eliminere en støykilde som detekterer for korte verdier i noen av målingene. Oppgaven er gjort som et steg på veien til å måle formen på en oppderttsmerd v.h.a. mange slike noder i et nettverk. Resultatene som er oppnådd tyder på at måleprinsippet kan brukes og at neste steg mot dette målet bør tas.

Innhold

1	Bakgrunn	1
2	Teori	3
2.1	Marin akustikk	3
2.1.1	Forplantningshastigheten c	3
2.1.2	Refleksjon av lydbølger	4
2.1.3	Bøying av lydbølger	5
2.1.4	Piezoelektrisk effekt og transduser	6
2.1.5	Transmisjonstap, -energitap ved sending av lydsignaler	8
2.1.6	Støy	10
2.2	Elektronikk	11
2.2.1	Mikrokontroller	11
2.2.2	CAN-bus	11
2.2.3	Send/motta-krets for piezoelement	12
2.2.4	Deteksjon av akustisk puls	15
2.2.5	Dybdemåling	17
2.2.6	Elektronisk støy	17
3	Material og metode	19
3.1	Piezoelektrisk transduser	19
3.2	Send-/mottakrets	20
3.2.1	Test av send/motta kretsen	21
3.3	Tonedekoder LMC567	25
3.4	Forsterkning og forsterkerkretsen	27
3.4.1	Hvor mye forsterkning trengs?	27
3.5	Sending og deteksjon av spenningspuls	29
3.6	Teoretisk nøyaktighet til tidsmålingen	29
3.7	Trykksensor og signalbehandling	30
3.7.1	Nøyaktighet	32
3.8	Tilleggssystemer	32
3.8.1	JTAG	32
3.8.2	Lysdioder	32
3.8.3	Brytere	33
3.8.4	CAN, kommunikasjonsbusen	33
3.9	Strømforsyning og spenningsregulator	34
3.9.1	Strømforbruk	34
3.9.2	Spenningsstilførsel	35
3.10	Støybegrensning	35
3.11	Produksjon av to enheter	36
3.11.1	Kretsskjema og kretskort	36
3.11.2	Innkapsling i vanntett hus	36
3.12	C-programmet	39

3.12.1	Dybdemåling	39
3.12.2	Avstandsmåling	40
3.12.3	CAN-kontroller	40
3.13	Innstilling av nodene	41
4	Resultater og optimalisering/utbedring av systemet	42
4.1	Forsøk 1 og utbedringer av systemet	42
4.2	Forsøk 2	44
4.3	Forsøk 3	45
4.3.1	Avstandsmåling 19.80m	45
4.3.2	Avstandsmåling 49.80m	46
4.4	Forsøk 4	47
5	Diskusjon	50
5.1	Dybdemåling	50
5.2	Avstandsmåling	50
5.3	Design	53
6	Konklusjon	56
7	Videre arbeid	57
A	Programkode	58

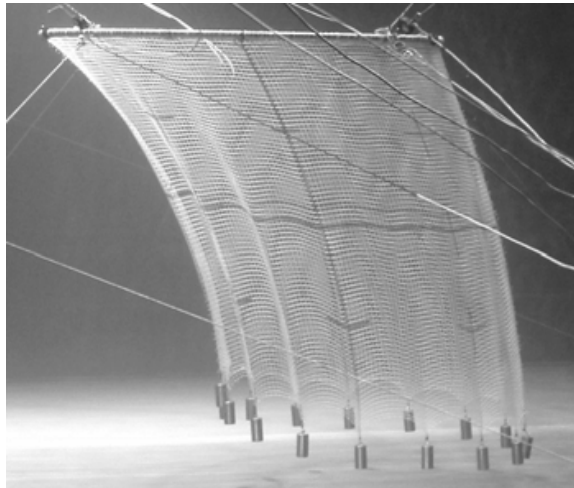
1 Bakgrunn

Oppdrettsnæringen i Norge har i de siste 30 årene gjennomgått en enorm vekst. Norge er i dag verdens ledende eksportør av laks og produksjonen fremover er predikert til å vokse ytterligere. Til eksempel ble det bare i april 2009 eksportert 56 000 tonn laks til en verdi av 1,9 milliarder kroner [9]. Tendensen man ser når det kommer til å øke produksjonen er ikke å øke antallet lokaliteter, men å øke kapasiteten til de eksisterende v.h.a. bedre teknologi og opparbeidet erfaring. Lokaliteter som tidligere ble benyttet strekker ikke lenger til fordi strømmen i området ikke tilfører nok oksygen og klarer ikke transportere all avføringen ut. Nye, mer utsatte lokaliteter velges som igjen gir større utfordringer i forhold til strøm og bølgekraftene som da virker må merd og fortøyninger. Enkeltmerder har i løpet av 30 år vokst i størrelse og kan i dag forekomme med en omkrets på 150 m og gå 50 meter dypt. Større merder og større flåter gir ikke bare større verdier i hver merd, men også høyere risiko ved fiskesykdom eller rømming. Aktørene etterlyser metoder for å overvåke anlegget under vann, og tekniske hjelpemidler som undervannskamera, oksygenmålere og biomasserammer er tatt i bruk mer eller mindre vellykket. Mange problemer står fortsatt uløste i en relativt ung næring.

Noe av æren for eksportsuksessen kan gis norske myndigheters strenge kontroll som har hindret overbeskatning av områder og i stor grad begrenset at eventuelle sykdommer smitter mellom forskjellige lokaliteter som ligger for tett. Som en motsetning har Chile latt oppdretterne få friere tøyler og der har det kommet til en situasjon hvor hele næringen er i ferd med å gå under fordi laksesykdommer smitter mellom nabolokaliteter og er i ferd med å spre seg til hele Chiles kyst. Blant kravene norske myndigheter pålegger oppdrettere er for eksempel en øvre grense for hvor mye biomasse de får ha i anlegget til enhver tid (Max Tillatt Biomasse, MTB), brakklegging av lokaliteter mellom produksjonsintervall og en høyeste tillatte fisketetthet i hver merd.

Når en merd står i en strøm vil det virke krefter på denne og den vil deformeres. Graden av deformasjon avhenger av fortøyningenes evne til å motstå kreftene og av strømstyrken. Er nettet begrodd, vil kreftene øke og deformasjonen bli mer kritisk. I ekstreme tilfeller kan merden deformeres i en slik grad at det blir skadelig for fisken inni, og i verste fall kan den forårsake dødelighet. Dersom deformasjonen kunne måles ville en kunne gripe inn på et tidlig tidspunkt hvis en kritisk situasjon er i ferd med å oppstå. Volumreduksjonen som følger av deformasjonen kunne ført til at maks tillatte fisketetthet ble overskredet, så oppdretteren kunne bruke målingen til å dokumentere at dette ikke skjedde under produksjonssyklusen. Det ville gitt et kvalitetsstempel på sluttproduktet på linje med egg fra frittgående høner.

Systembeskrivelse Denne oppgaven vil se om det er mulig å lage et system basert på akustiske sendere som kan måle formen på en oppdrettsmerd. Ideen er å la flere akustiske enheter monteres på merdens overflate og sende lyd-pulser til hverandre. Avstanden mellom hver enhet kan da bestemmes etter samme prinsipp som et ekkolodd måler dypet ved å ta tiden på det akustiske signalet fra sender til mottaker. Et elektrisk signal signaliserer via kabel når lyd-pulsen blir sendt, altså når mottakeren kan begynne å lytte etter lyd-pulsen. Når lyd-pulsen fanges opp i mottakerens mikrofon er gang-tiden kjent og avstanden kan beregnes. Dypet til hver enhet måles av en innebygget trykksensor. Når avstandene og dypene er kjent, kan disse sendes til en datamaskin på overflaten via en CAN-buslinje, hvor man vha interpolasjon bestemmer formen på merden. I første omgang vil man finne ut hvor nøyaktig avstanden mellom to punkter kan måles. Dette spørsmålet blir det forsøkt å finne et svar på i denne oppgaven.



Figur 1: Deformasjon av en merd i tank utsatt for strøm. Fra [6]

Fremtidsmål/visjon Når man først putter elektronikk på merdveggen kan dette senere utvides til å ha flere funksjoner. Oksygenmåling eller temperaturmåling kan for eksempel enkelt implementeres ved å sette på sensorer for dette. Kanskje kan man ved avansert signalbehandling måle det reflekterte akustiske signalet fra fiskene i merden og estimere biomassen eller hvilket dyp flesteparten av fiskene befinner seg på. Mulighetene er store og overlates til andre prosjekter enn dette å finne ut av. Kanskje fremtidens merd er intelligent og holder rede på hvert enkelt individ helautomatisk.

2 Teori

2.1 Marin akustikk

Marin akustikk er fysikken som beskriver hvordan lydbølger forplanter og oppfører seg i vann og hvordan man kan dra nytte av disse prinsippene. Denne vitenskapen utnyttes i mange forskjellige områder. F. eks blir akustikk benyttet i ekkolodd til å måle dyp eller søke etter fisk. Sonarer benytter akustikk til å søke etter u-båter enten ved å lytte etter propellyden fra u-båten (passiv sonar) eller ved å lytte etter et reflektert signal fra en utsendt puls (aktiv sonar). Seismikkbåter sender ut høye lydpuiser og analyserer ekkoet for å kartlegge grunnen under havbunnen og lete etter mulige oljeforekomster. I naturen ser man at hvaler kan kommunisere over store avstander ved å 'synge' ved de riktige dyp. I denne oppgaven vil akustikk bli benyttet til å måle avstanden mellom to punkter der en lydpuis blir sendt fra det ene punktet og mottatt i det andre.

For å måle avstanden mellom to punkter, måler vi transporttiden og beregner avstanden ut fra

$$d = ct \tag{1}$$

I likningen betegner d avstanden mellom punktene, c lydens forplantningshastighet og t tiden mellom sendt og mottatt lydpuis. Variablene c og t må være så nøyaktige som mulig for å få best mulig nøyaktighet i avstandsmålingen og i det følgende vil det diskuteres hvordan dette kan oppnås. Metoder for å måle tiden vil bli gjennomgått senere.

2.1.1 Forplantningshastigheten c

I rent ferskvann ved 25 grader og overflatetrykk er lydens hastighet 1497 m/s. Denne verdien varierer derimot med temperaturen og trykket i vannet i h.h.t. Lubbers and Graaff's forenklete likning fra [5]:

$$c = 1404.3 + 4.7T - 0.04T^2 \tag{2}$$

Del Grosso's formel for sjøvann er mer aktuell i oppdrettsapplikasjoner (1975) [4].

$$c = 1448.6 + 4.618T - 0.0523T^2 + 1.25(S - 35) + 0.017d \tag{3}$$

Her gjelder følgende:

- T = temperatur [$^{\circ}C$]
- S = saltinnhold [%]
- d = dybde [m]

Ideelt sett må vi altså kjenne alle disse måleverdiene nøyaktig for å bestemme c nøyaktig. Når denne likningen deriveres med hensyn på de respektive variablene, får vi:

$$\frac{dc}{dT} = 3.5\text{m/s per } ^\circ\text{C} \quad (4)$$

$$\frac{dc}{dS} = 1.25\text{m/s per promille saltinnhold} \quad (5)$$

$$\frac{dc}{dd} = 0.017\text{m/s per m} \quad (6)$$

Dette viser at temperaturforandringer har relativ stor innvirkning på c . Vanntemperaturer som kan forventes ved et oppdrettsanlegg i Norge er fra rundt et par grader på vinteren og opptil tjue grader en varm sommerdag. Dette gir en forskjell på 63m/s på lydets hastighet. Ønsker man å måle en avstand på 50 meter og ikke tar hensyn til temperaturen vil man kunne få en målefeil på 2.6 meter, noe som er uakseptabelt. Det bør derfor tas hensyn til vanntemperaturen ved bestemmelsen av c i denne oppgaven.

Saltinnholdet vil påvirke målingen i mindre grad, da saltinnholdet i Norge bare varierer med ca 7 promille (3.1-3.8%) [13]. Dette gir en variasjon i lydshastighet på 8.75m/s og i tilfellet beskrevet ovenfor ville en avstand på 50m kunne måles med 30cm feil dersom dette ikke ble korrigert for. Siden måling av salinitet er en omfattende prosess, og feilen ubetydelig, vil det i denne oppgaven derfor bli antatt at saltinnholdet er konstant.

Dypet vil heller ikke ha særlig innvirkning på målingen da en oppdrettsmerd sjelden går dypere enn 50m. Lydshastigheten blir vanligvis ikke korrigert for dyp før man kommer ned på større dyp (300-400m) eller mer [4].

Nøyaktigheten til tidsvariabelen t i 1 spiller også en viktig rolle for nøyaktigheten i avstandsmålingen. Man ønsker å måle tidsdifferansen mellom en hardwired elektronisk puls og detektert akustisk puls. Hvordan disse deteksjonene implementeres kan ha stor betydning for nøyaktigheten. Er det for eksempel nøyaktig nok å benytte kommunikasjonsbusen til å signalisere starten på tidsintervallet? Hvor mange svingninger må til før ankommet puls detekteres? Dette vil bli betraktet senere i rapporten.

2.1.2 Refleksjon av lydbølger

Lydbølger som treffer et medium med annen tetthet enn vann (f. eks havbunnen eller vannoverflaten) vil bli reflektert og transmittert. Den transmitterte bølgen vil fortsette gjennom bunnen, mens den reflekterte bølgen kommer tilbake i vannet. Overgangen mellom luft og vann gir tilnærmet totalrefleksjon på grunn av den store tetthetsforskjellen. Hele energien fra bølga blir da reflektert tilbake. I denne oppgaven ønsker vi å måle avstanden mellom

to punkter så man må derfor være oppmerksom på at man ikke detekterer et reflektert signal, men den lyden som går i en rett linje fra punkt a til punkt b. Man lytter etter bølgefronten og prøver å detektere signalet momentant når det ankommer punkt b.

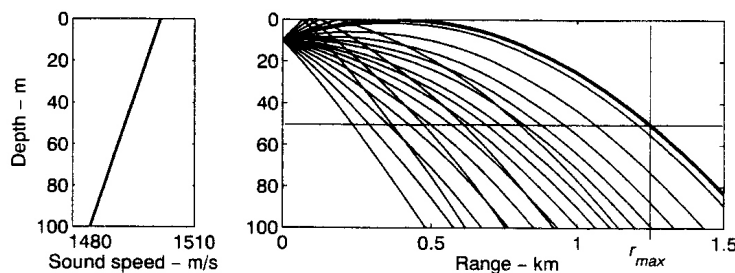
2.1.3 Bøying av lydbølger

Temperaturen i havet er sjeldent uniformt fordelt. På sommeren er det vanlig med høyere temperaturer ved overflaten og synkende temperaturer ved økende dyp. På vinteren kan det være motsatt med temperaturer ned mot null grader under overflaten og litt høyere temperaturer under den blandede overflatesonen. Dette skyldes vannets spesielle egenskap at tettheten er høyest ved 4 grader og at varmere evt. kaldere vann flyter opp siden dette er lettere. Når temperaturen varierer i forhold til dypet vil også lyd hastigheten variere i forhold til dypet (Del Grosso 3). Økende trykk øker også vannhastigheten, men dette vil bli ikke tatt hensyn til her siden den dominerende effekten kommer fra temperaturgradientene ved overflaten.

En lydbølge som går gjennom disse temperaturgradientene vil bøyes i h.h.t. snells' brytningslov.

$$n_1 \sin(\Theta_1) = n_2 \sin(\Theta_2) \quad (7)$$

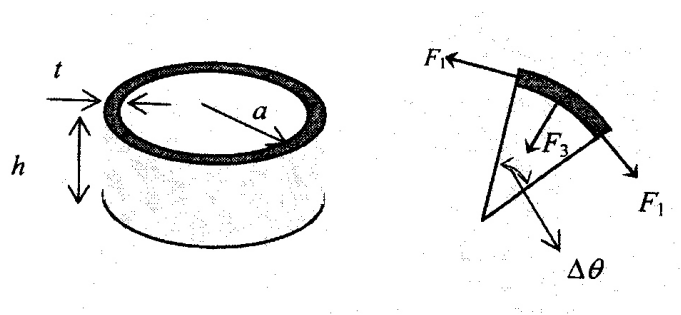
n_1, n_2 er brytningsindekser, mens Θ_1 og Θ_2 er innfallsvinkler. Boka [4] viser at hvis man antar en konstant temperaturgradient vil lydbølgen bøyes av og følge en sirkelbue mot den veien vannets tetthet øker (vanligvis mot avgrunnen) fordi bølgetoppene har ørlite grann høyere hastighet enn bølgebunnene. Boka konkluderer også at under vanlige forhold vil kurveradiusen aldri bli kortere enn 4000m så man kan se bort fra denne effekten inni en merd.



Figur 2: En negativ hastighetsgradient vil bøye lydbølgene nedover og begrense rekkevidden til r_{max} i figuren. Figur fra [4].

2.1.4 Piezoelektrisk effekt og transduser

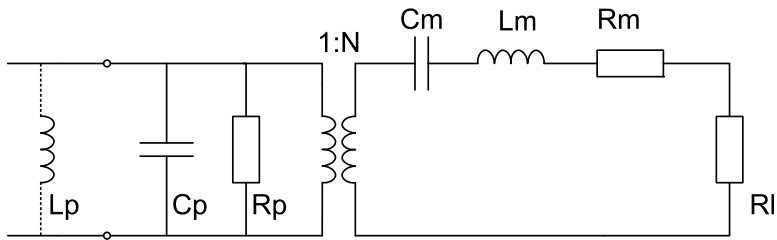
Den piezoelektriske effekten er basert på enkelte materials evne til å omforme mekanisk energi til elektrisk energi og motsatt. Et slikt materiale vil da avgi en spenning som avhenger av trykket det blir utsatt for, evt. endre form når det blir påtrykket en spenning. Piezotransdusere er laget av to elektroder med et piezoelektrisk materiale imellom. Elektrodene har hver sin tilkoblingspinne hvor det elektriske signalet kan leses av eller påtrykkes. De finnes i forskjellige utførelser alt etter bruksområde, men vanligst er flat, sylinderformet, ringformet eller parabolformet (disse kan brukes til å fokusere lyden). I denne oppgaven vil sylinderformede transdusere benyttes da de har god omnidireksjonell karakteristik [4]. Omnidireksjonal betyr at utsendt lyd spres med samme energinivå i alle retninger i et 3-dimensjonelt rom og at mottatt lyd fanges opp med samme energinivå uansett hvilken vinkel den kommer fra.



Figur 3: En piezo-ringtransduser, og noen av kreftene som virker i den. Fra [4].

Resonansfrekvens Piezotransduserens evne til å omdanne energi avhenger mye av frekvensen på signalet, og energien overføres best når transduseren opererer på resonansfrekvensen. Resonans oppstår når piezoelementet utsettes for samme frekvens som elementets naturlige frekvens, som er bestemt av de fysiske variablene høyde, tykkelse, diameter, tetthet m.m. En ringtransduser har resonansfrekvens når den akustiske halvbølgen i materialet har samme bølgelengde som én av de fysiske avstandene. For en ringtransduser finnes det derfor en resonansfrekvens for diameteren, én for høyden og én for veggtykkelsen. Normalt benytter man ringtransdusere til å resonere på diameter, da dette lite energitap, og dette vil også gjøres i denne oppgaven.

Transduseren kan man modellere matematisk. I [4] er dette gjort og det blir slått fast at man kan modellere transduseren med en ekvivalent RLC krets vist i figur 4. Komponentene med subskript m betegner ekvivalenter til den mekaniske kretsen. C_m representerer stivheten til transdusermaterialet, L_m



Figur 4: Elektrisk ekvivalent krets til ringtransduseren nær resonansfrekvensen

transduserens masse og R_m mekanisk motstand som gir varmetap. R_l er belastningen, eller kraften som trykker mot transduseren fra mediet rundt og på innsiden, og er derfor avhengig av mediet transduseren benyttes i. C_p betegner den elektriske kapasitansen som oppstår over transduserens to elektroder, og denne vil være relativt stor p.g.a. de store platene. R_p er den elektroniske motstanden mellom transduserens poler. Denne vil være veldig stor og kan i praksis ses bort fra fordi piezomaterialet har så lav ledningsevne.

Resonansfrekvensen til RLC-seriekretsen angir den mekaniske resonansen og er gitt av [14]:

$$f_{m-res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m C_m}} \quad (8)$$

L_m og C_m oppgis vanligvis fra produsent.

Et vanlig triks for å bedre sensitiviteten eller endre karakteristikken til piezoelementet er å koble en induktans i parallell som vist i figur 4. Induktansen og kondensatoren C_p danner da sammen en elektrisk pendel eller svingekrets med resonansfrekvens:

$$f_{e-res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_p}} \quad (9)$$

C_p oppgis vanligvis av produsenten, men er også lett å måle med et multimeter. Induktansen velges av designeren, og hvis denne velges slik at f_{e-res} blir lik f_{m-res} som er den mekaniske resonansfrekvensen, så vil man få forsterket sende og mottaksfølsomhet ved denne frekvensen. f_{e-res} kan også velges litt høyere eller lavere enn resonansfrekvensen og på denne måten forskyves resonansfrekvensen når seriekretsen og parallellkretsen betraktes som et samlet system. Dette kan være nyttig når man vil tilpasse en transduser til et bestemt behov eller når man vil justere for unøyaktighet under produksjon av elementene etc. Parallellinduktansen har også andre fordeler. Disse forklares i forbindelse med send/motta-kretsen senere.

Over/undertoner Et vanlig fenomen i piezoelementer er under- og overtoner. Dette kan forekomme når elementet benyttes som mikrofon. Da vil man kunne måle at transduseren svinger ved resonansfrekvensen når den mottar en lydfrekvens som bare er halvparten eller det dobbelte (eller en annen hel multiplum) av resonansfrekvensen. Har man for eksempel en ringtransduser med resonansfrekvens 60 kHz og man setter denne i et vannkar hvor en lydkilde sender ut en lyd på 30kHz, vil man kunne måle 60 kHz i mikrofonen. For å forstå dette kan man se for seg en huske med et barn i. Svingefrekvensen (resonansen) er bestemt av lengden på huska og massen til barnet. Moren som gir kraft til husken forholder seg til denne frekvensen og skyver hver gang barnet er ved henne. Hvis moren derimot halverer sin frekvens og bare skyver annenhver gang barnet er ved henne vil fortsatt huska svinge ved resonansfrekvensen. Dette blir da en undertone. Det samme resonanselementet kan brukes for overtoner, men det blir vanskelig for mora å doble frekvensen sin siden hun da må flytte seg til andre siden av huska hver gang den pendler.

Et problem med over- og undertonene er at man ikke kan filtrere dem bort. Når man lytter etter et signal med kjent eller delvis kjent frekvens filtrerer man vanligvis v.h.a. elektronikk bort alle frekvensområder som ikke er interessante for på denne måten å eliminere støy, men ved over/undertoner blir nettopp den ønskede frekvensen målt. Ved valg av frekvens bør man derfor i best mulig grad kartlegge støykildene og ikke benytte hele multiplikant av støykildene. Spesielt viktig er dette dersom flere systemer (ekkolodd, fisketeleometri etc.) benytter akustikk i samme område.

2.1.5 Transmisjonstap, -energitap ved sending av lydsignaler

Fra sender til mottaker vil et akustisk signal tape energi. Av den elektriske energien som går inn i sende-transduseren går en del over til akustisk (kinematisk) energi, mens en del går over til varme. Det samme gjelder på mottakersiden når energien skal fra mediet til transduseren. Varmetapet avhenger av mange faktorer, blant annet materialegenskapene til transduseren og lydledningsevnen/tettheten til materialet som beskytter den. Benyttes ukompressibel epoksy med samme tetthet som vann, og vakuum eller luft på innsiden av sylindren, vil man kunne få god virkningsgrad på overgangen, men luftbobler i epoksyen vil virke dempende. Man må være nøye ved innstøpingen så ikke luftbobler forekommer. Den beste måten å finne virkningsgraden på er nok å prøve å måle den ved de aktuelle piezoelementene, men man kan anta at vi har ca 50% tap i en innstøpt transduser. Ferroperm, en dansk leverandør av piezoelementer, hevder at det ikke er noe problem å oppnå kun 5% tap, dersom transduseren svinger ved nøyaktig resonansfrekvens og har god overgang til vannet [1].

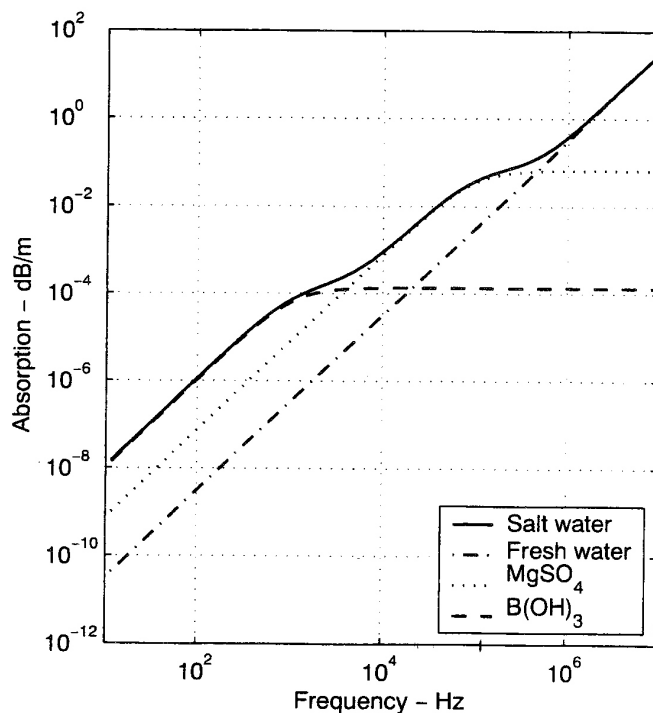
Spredningstap er dempning av energi forårsaket av geometrisk spredning. Hvis man kaster en stein på en rolig vannoverflate, kan man observere bølgeringene spre seg ut fra sentrum. Amplituden på bølgene avtar jo lenger fra sentrum bølgen kommer fordi den samme mengden energi må fordeles på en økende omkrets. På samme måte vil lydbølgene avta i amplitude når de forplanter seg ut i rommet. 3-dimensjonalt spredningstap gitt i dB kan beskrives ved:

$$ST = 20 \log(r) \quad (10)$$

I tillegg til spredningstapet kommer absorpsjonstap som følge av at vannet ikke er en ideell akustisk leder, men absorberer litt av energien til varme. Dette tapet kan beskrives ved

$$AT = r\alpha_{dB} \quad (11)$$

hvor α er en tapskonstant som avhenger av flere oseanografiske parametere og frekvensen. Vi kan likevel anta at den er konstant til vårt formål. Figur 5 er lånt fra [4] og her kan man lese av α . Ved f.eks 1000Hz er α i saltvann ca 10^{-4} .



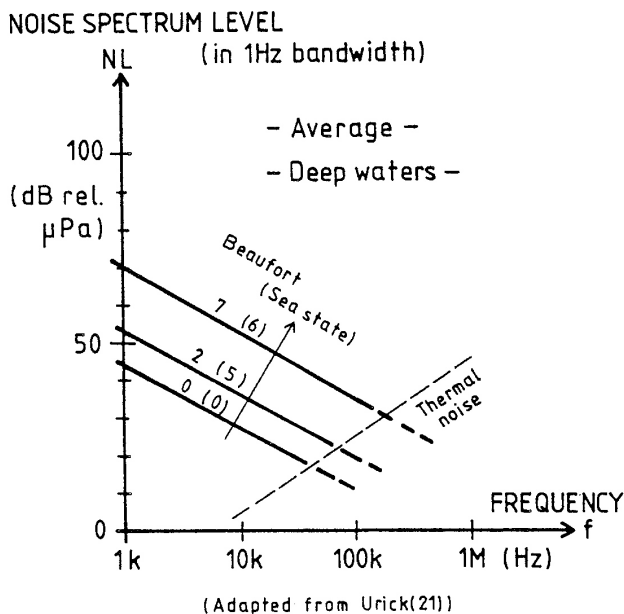
Figur 5: kurve for bestemmelse av α ved overflatetrykk, 10 grader og 3.5% saltinnhold. Fra [4]

Til sammen danner disse to tapene transmisjonstapet som et lik summen av spredningstap og absorpsjonstap.

$$TT = 20 \log(r) + r\alpha_{dB} \quad (12)$$

2.1.6 Støy

Akustisk bakgrunnsstøy forekommer overalt i havet. Bølger, dønninger, vind og regn er typiske metrologiske støykilder. Reker er observert til å avgi mye støy når de svømmer p.g.a. klappebevegelsen, og dette representerer en biologisk støykilde. Båter og annen aktivitet genererer menneskelig skapt støy. I og rundt et oppdrettsanlegg kan en i tillegg forvente å få støy fra fortøyninger som strekkes, driftsbåtene og ikke minst fra foringsystemet som blåser pellets gjennom flytende rør i vannoverflaten. Alle disse støykildene kalles samlet for mekaniske støykilder og de har høyest energi ved lave frekvenser. De øker også ved dårligere vær eller ved økt aktivitet. Termisk støy tilhører en annen gruppe og har lite energi ved små frekvenser, men som øker ved stigende frekvens. Figur 6 viser mekanisk støy og termisk støy i samme plot og man ser at støyminimum varierer med værforholdene, men ligger mellom ca 50kHz og 150kHz. På grunnlag av dette kan man definere dette området som optimalt for akustikkapplikasjoner.



Figur 6: Spektrum for mekanisk og termisk støy. Fra [8]

2.2 Elektronikk

2.2.1 Mikrokontroller

En mikrokontroller er en liten datamaskin som består av CPU , minne, program, innganger og utganger, timere m.m. De finnes i mange forskjellige størrelser og med forskjellig kapasitet. Bruksområdene spenner over et uendelig spekter fra mobiltelefoner til høreapparat og videre til elektroniske fiskemerker, og de er i dag den vanligste formen for datamaskin selv om folk flest ikke tenker over det. Integreerte systemer kalles det ofte når en mikrokontroller benyttes til å styre en enhet mot omverdenen. I denne teksten blir det antatt at leseren er kjent med hvordan de forskjellige modulene i en mikrokontroller fungerer og hvordan man benytter disse. Programmering vil bli gjort i C så leseren bør ha kjennskap til dette programmeringsspråket. Mikrokontrolleren **AT90CAN32** fra Atmel er valgt i denne oppgaven, da utvikleren er kjent med denne typen og den har integrert CAN-kontroller, noe som gjør utviklingen litt enklere. AT90CAN32 er en 8-bits mikrokontroller med 32 registre, -derfor 32 i navnet. Det er mulig denne mikrokontrolleren er overdimensjonert i forhold til oppgaven den skal løse, men den gir gode utbyggingsmuligheter for senere applikasjoner og vil sannsynligvis spare tid siden den er litt kjent av utvikler. For mer detaljert informasjon om denne, henvises til produsentens datablad på Internett [2].



Figur 7: Mikrokontrolleren AT90CAN32

2.2.2 CAN-bus

CAN-bus (Controller Area Network) ble opprinnelig utviklet av Bosch for å dekke et behov i bilindustrien. På åttitallet hadde man økende bruk av mikrokontrollere i biler til å gjøre små, isolerte oppgaver. CAN ble derfor utviklet for å få en enkel standard for kommunikasjon mellom hver enkelt

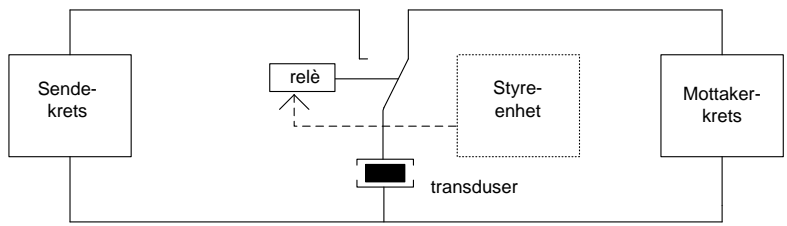
mikrokontroller. I dag benyttes CAN i mange systemer hvor flere mikrokontrollere trenger å kommunisere sammen, og den kan være en god løsning på vår oppgave til å måle avstander og dyp under vann. CAN-busen kan overføre 125kbit/s på en buslinje på 500m, og klarer opptil 1Mbit/s for linjer under 40m [15]. Protokollen bruker bare to ledere og egner seg derfor godt til oppgaver som denne hvor datakapasiteten kan være lav, men avstandene store.

CAN er en multi-master pakkebasert seriell protokoll hvor hver node har en unik adresse. Når busen er ledig kan hvilken som helst node starte å sende en pakke. En CAN-pakke består av en adressefelt, som vanligvis identifiserer avsenderen, og en opptil 8 bytes melding. Alle andre noder på busen mottar da denne pakken og må selv avgjøre om den er relevant eller ikke. Dersom to noder starter å sende samtidig, vil den noden med høyest prioritet kjøre over den med lavere prioritet, og den med lavest prioritet vil stoppe sin transmisjon for å prøve igjen senere. Dette skjer på hardwarenivå ved at en logisk 0 har dominans over en logisk 1. Ved sending av sin adresse vil derfor den noden med lavest adresse overkjøre en med høyere, som vil merke dette og stoppe sin utsending.

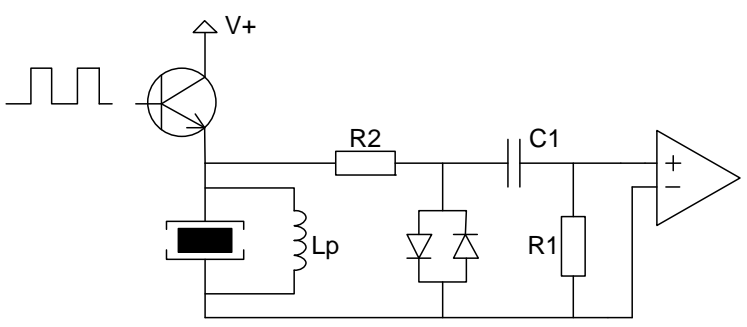
Hver node på en CAN-bus består av tre enheter. En vertsprosessor (AT90CAN32 i vårt tilfelle) som overordnet sender og mottar pakker, en CAN-kontroller (Innebyttet i AT90CAN32) som tar seg av kollisjoner og er som et buffer før hardwarenheten og en transceiver for å skille elektronikken mot busen. Til dette kan f.eks. MCP2551 fra microchip benyttes.

2.2.3 Send/motta-krets for piezoelement

Systemet vil benytte felles piezoelement til å sende lydimpuls og detektere mottatt lydimpuls fra en annen enhet. Ved utsending vil man ha så høy effekt som mulig for at signalet skal bli sterkt og ha lang rekkevidde, mens man ved deteksjon ønsker å ha et følsomt mottagertrinn som detekterer så svake signaler som mulig. For å få til dette, må man benytte en send/motta krets (Engelsk: transmit/receive switch). Dette kan for eksempel gjøres ved at man benytter et relé/elektronisk bryter som fysisk vekser mellom sendemodus og mottakermodus ved å styre inngangen på bryteren. Figur 8 viser dette prinsippet. Den kan ikke gjøre begge deler samtidig, så for å kunne benytte denne løsningen må man vite om enheten er i en tilstand der den venter å motta en impuls eller om den skal sende. Dette kjenner man til i denne oppgaven så løsningen kan brukes. En annen måte å lage send/motta-kretsen er å gjøre det elektronisk uten bryter og styreenhet. Figur 9 viser en krets for dette.



Figur 8: Prinsipp for send/motta-krets med styrt relè



Figur 9: Krets for simultan sending og mottak med transduser

sendemodus Når kretsen i figur 9 sender en puls, påtrykkes en vekselspanning på basen til transmitteren. Spenningen vil da pulserer over transduseren og denne genererer en akustisk lyd. Dersom firkantpulser benyttes vil parallellinduktansen L_p indukere høyere spenningspulser enn det nivået som påtrykkes. Disse høye spenningspulsene må ikke skade den følsomme elektronikken i instrumenteringsforsterkeren. Schottky-diodene (Dioder med raskere åpne/lukketid og lavere ledespenning en standard dioder) sørger for å begrense spenningen på instrumenteringsforsterkerens inngang til ca. +/- 0,2 volt. Motstanden R_2 begrenser strømmen som kortsluttes av schottky-diodene. Denne strømmen gir et rent energitap under sending og det betyr at R_2 bør være størst mulig for å begrense strømmen siden vi har et batteridrevet system hvor energien er en knapp resurs. Artikkelen [12] foreslår å velge denne flere ganger større enn transduserens indre impedans. C_1 vil dekke likespenningskomponenten av signalet så bare vekselspanningskomponenten slipper gjennom til forsterkerkretsen. Sett at påtykt spenning er 5V så er ledespenningen over schottky-diodene overskredet og en spenning på +/- 0,2 volt vil alternere over motstanden R_1 på forsterkerens inngang. Siden denne send/motta-kretsen kan sende og motta samtidig, må en være klar over at dette kan oppfattes som et mottatt signal og utløse eventuelle hendelser på signalbehandlingssiden. Dersom dette kan skje, deaktiveres slike funksjoner under sending.

Induktansen L_p er satt inn for å øke signalstyrken ved å resonere i takt med transduseren, men den har også andre fordeler. For det første vil den under sending av firkantpulser indukere høyere spenninger enn det som påtrykkes på V+ og dermed øke effekten på det utsendte signalet som da får økt rekkevidde. For det andre vil induktansen lade ut ladningen som lagres i den høye kapasitansen C_p på transduseren fra figur 4. Når transistoren leder vil spenningen over transduseren bli tilsvarende V+ og C_p vil lades opp til dette nivået momentant. Når transistoren etterpå sperrer må ladningen lades helt ut før neste periode starter, hvis ikke vil ikke spenningen over transduseren alternere og ingen akustisk lyd sendes ut. Uten parallellspolen måtte denne ladningen blitt ladet ut gjennom R_1 og diodene. R_1 og C_p ville da sammen dannet et lavpassfilter, og R_1 måtte blitt satt liten nok til at den ønskede frekvensen kunne sendes. Med L_p innkoblet finner strømmen en vei og R_1 kan beholdes større. OBS! Induktansen L_p vil ha tilnærmet null impedans for en likespenning og lage kortslutning til jord dersom basen på transmitteren har høy spenning over lengre tid enn tidskonstanten til L_p . PASS DERFOR PÅ AT TRANSMITTERENS BASE ALDRI FÅR KONSTANT HØY SPENNING.

mottaksmodus Når kretsen i figur 9 skal motta et akustisk signal må transmitteren være sperret med lavt signal på basen. Signalet vil få trans-

duseren til å vibrere og en spenning induseres over denne. Nivået vil være i størrelsesorden mikro/millivolt som er langt fra diodenes ledespenning på +/- 0,2V så disse vil ikke lede. Den induserte spenningen vil deles over R_1 , C_1 og R_2 og man får et høypassfilter. Målet er å ha minst mulig dempning på inngangen til instrumenteringsforsterkeren, altså mest mulig av spenningen over R_1 . Denne spenningen kan uttrykkes ved:

$$V_{R1} = \frac{V}{R_1 + R_2 + \frac{1}{\omega C_1}} R_1 \quad (13)$$

Gjør man litt om på denne likningen får man transferfunksjonen

$$\frac{V_{R1}}{V} = \frac{R_1 \omega C_1}{1 + (R_1 + R_2) \omega C_1} \quad (14)$$

For å få minst mulig dempning må derfor R_1 være mye større enn R_2 , og C_1 må velges slik i forhold til motstandene at filterets knekkfrekvens kommer under den aktuelle signalfrekvensen.

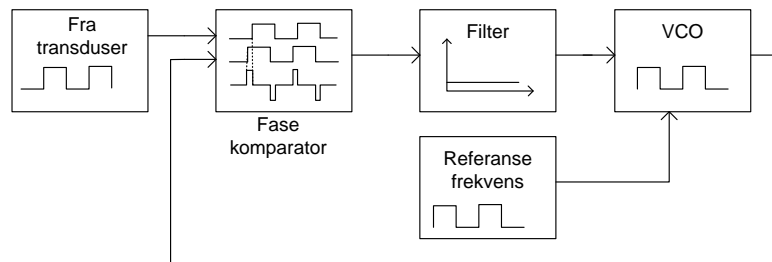
Ved valg av R_2 og R_1 må man også ta hensyn til hvor mye energi som kan hentes ut av transduseren. Denne har en høy indre impedans, og signalet vil dempes ytterligere dersom man belaster den for mye. Man bør derfor velge så store verdier på R_2 og R_1 at man er sikker på ikke å overbelaste transduseren. Av samme grunn benytter man til første forsterkertrinn en instrumenteringsforsterker fordi denne har ekstra høy inngangsimpedans. En instrumenteringsforsterker er en integrert krets satt sammen av 3 operasjonsforsterkere for å gi høyest mulig inngangsimpedans i nøyaktige målinger på sensorer av forskjellig slag, -f. eks. en piezoelektrisk transduser.

2.2.4 Deteksjon av akustisk puls

Det mottatte signalet må analyseres for å detektere når den akustiske pulsen ankommer enheten, og dette må skje fort. En tidsforsinkelse i dette leddet, vil påvirke nøyaktigheten til det overordnede systemet i negativ grad. Har man for eksempel en tidsforsinkelse på 1ms vil man fra ligning 1 ha en målefeil på 1,5m. Dersom man likevel har tidsforsinkelse på deteksjonen, må denne være deterministisk og repeterbar. Hvis det for hver gang et akustisk signal ankommer behøves 10 svingninger før systemet trigger kan man korrigere for dette i beregningen og likevel ha god nøyaktighet.

Digital signalbehandling Det finnes flere måter å detektere et signal på. Digital signalbehandling kan benyttes ved å måle (taste) signalet ofte med en mikrokontroller og analysere det digitalt f. eks v.h.a. fouriertransformasjon. Fordelen med dette er at man kan analysere komplekse signaler med flere frekvenser. Ulempen er at det krever mye regnekapasitet og mye implementering.

Faselåst loop En annen måte å detektere en akustisk puls på er å benytte en faselåst loop (Engelsk: PLL -Phase Locked Loop). Dette er et tilbakekoblet system (-derfor Loop i navnet) som regulerer faseforskjellen mellom en referansefrekvens og den målte frekvensen på inngangen. Figur 10 viser en prinsippskisse.



Figur 10: Prinsippskisse av faselåst loop

Fasekomparatoren (Engelsk: Phase comparator) subtraherer det ene inngangssignalet fra det andre og gir ut resultatet. Resultatet kan betraktes som et reguleringsavvik. Dersom signalene har samme frekvens og fase vil avviket være null, men om frekvensen er lik, men signalene litt forsinket i forhold til hverandre vil avviket være små pulser som vist på figuren.

Filteret består av en likeretter kombinert med et lavpassfilter. Utgangen fra filteret blir da et spenningssignal som øker med avvikssignalet.

Referansefrekvensen justeres ved hjelp av en svinger til den frekvensen en ønsker å detektere. Svingeren kan være en krystall eller en RC krets alt etter hvor god nøyaktighet som kreves. VCO-enheten (fra engelsk: Voltage Controlled Oscillator) er da begrenset til frekvenser en smal båndbredde rundt denne frekvensen. VCO-enheten har i utgangspunktet referansefrekvensen på utgangen, men når den får inn et spenningssignal vil den forskyve fasen på utgangen. Utgangen er negativt tilbakekoblet til fasekomparatoren som vil måle et nytt avvik. På denne måten vil regulatoren (VCO-enheten) forsøke å regulere avviket til null, noe som bare kan skje når vi har en frekvens på inngangen som er innenfor båndbredden til referansefrekvensen.

Det finnes komplette kretser kalt tonedekodere som har en faselåst loop implementert på en chip. Disse har i tillegg en digital utgang som trigger når loopen låses og avviket er null, og som kan signalisere til mikrokontrolleren at en puls er ankommet. LMC567 er et eksempel på en slik krets.

2.2.5 Dybdemåling

Hver enhet må ha en dybdemåler tilkoblet. Den vanligste og enkleste måten å måle dyp på er å måle absolutt statisk trykk der enheten befinner seg og beregne dypet fra trykklikningen.

$$d = \frac{P_{\text{observert}} - P_{\text{overflate}}}{\rho g} \quad (15)$$

Her er ρ vannets tetthet, g tyngdens akselerasjon og $P_{\text{overflate}}$ lufttrykket rett ved vannoverflaten.

Det finnes ferdige sensorer som endrer resistans eller kapasitans som funksjon av deformasjonen under varierende trykk, og disse kobles sammen til målebroer for å måle trykket elektronisk. En målebro kan man ikke trekke mye strøm ut av uten å introdusere målefeil, så man må benytte en forsterker med høy inngangsimpedans, f. eks. en instrumenteringsforsterker.

2.2.6 Elektronisk støy

Elektronisk støy vil begrense systemets målesystemers evne til å måle nøyaktig, og den kan skape problemer for mikrokontrolleren. Støy kan komme fra radiobølger fra omgivelsene, eller den kan være egenindusert. Egenindusert støy oppstår når strømfelt forandrer seg hurtig ved f. eks spenningsprang fra brytere eller logikkretser. Mikrokontrolleren vil for eksempel være en kilde til støy siden denne genererer millioner av sprang i sekundet, men siden strømmene i mikrokontrolleren er såpass små, vil ikke nivået på denne støyen være så høyt. Transduseren vil påtrykkes en firkantspenning siden frekvensen blir generert fra mikrokontrolleren og gjennom denne vil strømmen være relativt mye større. Det betyr at når det sendes ut en akustisk puls kan det genereres mye støy, så det bør ikke foregå andre støyfølsomme oppgaver, -for eksempel dybdemålig, samtidig med pulsgenerering. For systemer som er nedsenket i vann, vil radiostøy fra atmosfæren bli betraktelig dempet på grunn av vannets evne til å absorbere radiobølger så dette vil nok ikke skape problemer.

Man kan beskytte seg mot elektronisk støy/beskytte omgivelsene fra generert elektronisk støy ved å skjerme det aktuelle utstyret med ledende flater. Jordede metallinnkapslinger benyttes ofte rundt slikt utstyr. Lange kommunikasjonslinjer beskyttes med skjerm og ved å tvinne lederne rundt hverandre i kablen for at eventuell interferens skal få motsatt polaritet i hver av lederne og dermed utlignes. Bra støybegrensende kretskortdesign er å ha størst mulig avstand mellom komponenter som genererer støy og komponenter som er følsomme for støy. Man unngår å lage ledebaner på kretskortet med 90 graders knekk, men runder av der banene svinger, og man lar ledig plass

på kretskortet fylles med kobberflater og kobler disse til jord for å få mer skjerming. Aktive komponenter som krever tilførselstenning får en dedikert avkoblingskondensator på $0.1\mu F$ mellom spenningstilførsel og jord så nær komponenten som mulig. Dersom svært støyfølsomme målinger skal gjøres, kan man stoppe støygenererende utstyr under måleprosedyren. Dette gjøres av og til i mikrokontrollersystemer ved å sette mikrokontrolleren i dvalemodus (sleep) under støykritiske operasjoner.

3 Material og metode

For å løse oppgaven måtte man først dele systemet inn i delsystemer og kartlegge behovene for hvert av disse. Deretter måtte gode løsninger finnes for hvert delsystem. En god løsning karakteriseres blant annet ved at den er enkel å implementere, billig, at den krever lite energi, at den er pålitelig og sikker over tid. Den må også være enkel i bruk slik at brukerne, -vanlige oppdrettere, lett kan sette seg inn i systemet og ha fordel av det. Det gjelder altså å se på hvert delsystem med et tverrfaglig blikk, men samtidig ha hovedfokus på oppgaven som skal løses, -å måle formen på en oppdrettsmerd.

3.1 Piezoelektrisk transduser

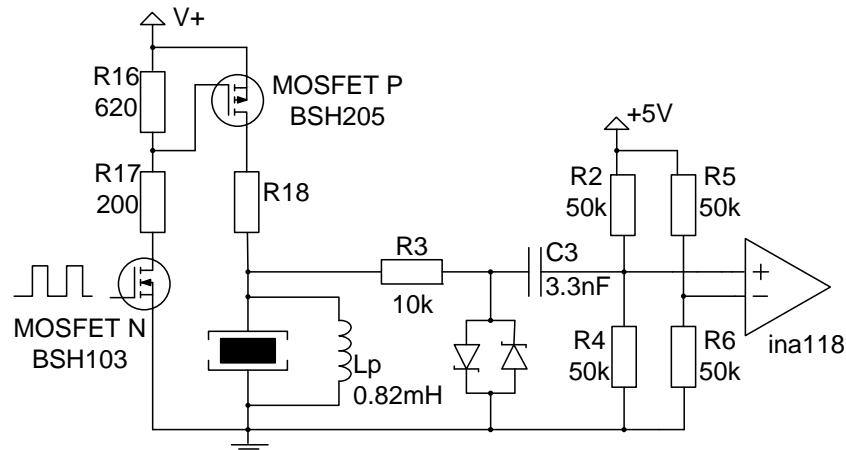
Siden dette målesystemet er basert på akustisk transmisjon var det naturlig å starte med den akustiske transmitteren. Denne måtte velges med tanke på hvilken frekvens man ønsket å benytte og den skulle ha en praktisk størrelse. Det optimale frekvensområdet ble i figur 6 funnet til mellom 50 og 150 kHz. Thelma A/S i Trondheim som har stilt som samarbeidsbedrift for dette prosjektet leverer mange akustikk-løsninger til markedet så det var naturlig å ta kontakt med dem for å få en innføring. De anbefalte et 16mm piezorør fra Annon Piezo i Kina med resonansfrekvens på 64.66Khz, og to elementer av typen ble donert fra Thelmas lager til prosjektet. Fra leverandøren i Kina ble følgende egenskaper oppgitt (Se ekvivalentskjema, figur 4):

ID	Øytre	Øindre	lengde	L_m	C_m	R_m	C_p	f_{res}
16mm	14.6	12.6	12.5	4.1mH	1.49nF	801 Ω	8.67nF	64.66kHz

For å sikre best mulig nøyaktighet ble størrelsen C_p kontrollert med et multimeter og funnet litt lavere enn oppgitt. **Verdien ble justert til 7.62nF.** Den oppgitte resonansfrekvensen passet bra for oppgaven, så det ble ikke funnet nødvendig å justere på denne. 64kHz ble antatt å være optimal sendefrekvens. Grunnen til at det ble rundet av nedover er at amplitudekarakteristikken har en tendens til å avta mye hurtigere hvis man kommer litt over den faktiske resonansfrekvensen enn hvis man har litt lavere frekvens [1] For å forbedre sende og mottaksfølsomheten ønsket vi å ha en induktans i parallell for å danne en elektronisk svinger med samme frekvens 64 kHz. Resonansfrekvensen til denne er gitt av likning 9. Løses denne likningen med hensyn på L_p med innsatte verdier fra tabell 3.1 (C_p er justert til 7.62nF) får vi at L_p må være ca. 0.82mH. Denne induktansen finnes i vareutvalget til Farnell (varenr:1308467) med oppgitt nøyaktighet $\pm 10\%$

3.2 Send-/mottakrets

Prinsippet for send/motta kretsen ble beskrevet i teoriseksjonen, men i praksis var det hensiktsmessig å gjøre den litt annerledes. Figur 11 viser hvordan kretsen er implementert. Man ønsket å få høyest mulig utsendt effekt



Figur 11: Send/motta krets med komponentverdier

under sendemodus, derfor er spenningen over transduseren under sending koblet direkte til polene på tilførselsbatteriet i stedet for den regulerte 5-voltsspenningen. På grunn av dette kunne man ikke benytte én P-kanals MOSFET-transistor alene fordi man kunne risikere at vekselspennings-signalet fra mikrokontrolleren ikke var høyt nok til å sperre denne. Dersom batterispenningen er 8 Volt og utgangssignalet fra mikrokontrolleren svinger mellom 0 og 5 Volt vil V_{gs} (spenningen mellom gate og source) variere mellom -8 og -3V som begge er innenfor ledespenningen til transistoren. Ved å benytte to transistorer, én P-kanals og en N-kanals, som figuren viser garanterer man at begge transistorene sperrer når spenningen fra mikrokontrolleren er lav fordi $V_{gs} = 0V$ for begge transistorene. En negativ effekt fra dette er at man bruker ekstra energi under sendemodus ved at en strøm går gjennom motstandene R16 og R17. Dette kan man likevel akseptere siden sendepulsen vil være svært kortvarig (noen få ms) og sendefrekvensen er svært lav. Til sammenlikning kan man se for seg kretsen med bare 1 transistor. Dersom spenningen fra mikrokontrolleren ikke var høy nok til å sperre transistoren ville man hatt en kortslutning gjennom L_p til jord. OBS! Dette kan også skje nå dersom utgangen fra mikrokontrolleren blir stående konstant høy siden impedansen i L_p da vil gå mot null.

R18 har som funksjon å begrense effekten som går ut på transduseren, der-

som man senere vil dempe sendestyrken. Verdien ble i utgangspunktet satt til 0Ω , men om det viser seg senere at man vil dempe signalet kan en høyeffektsmotstand med lav verdi settes inn for R18.

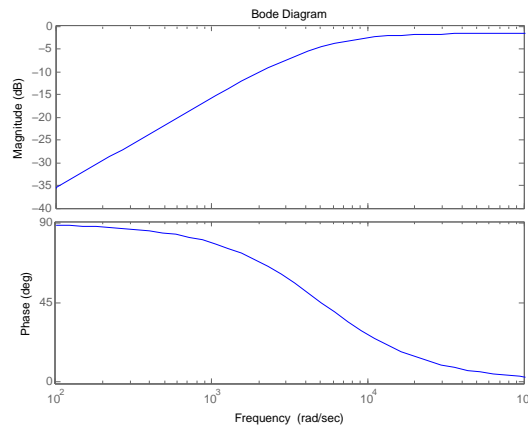
R16 og R17 er også valgt med hensyn på P-transistorens kapasitans i gate-inngangen (Oppgitt for BSH205 p-channel MOSFET: $C_{ISS} = 200\text{pF}$). Her oppstår et lavpassfilter, men verdiene som er valgt for R16 og R17 sikrer at signalet ikke endres gjennom dette leddet av sendekretsen. Her hvor en relativt høy strøm går gjennom to motstander bør man kontrollere hvor mye effekt som svis av og passe på å velge en motstand som tåler dette. R16 vil ha høyest effekttap siden størstedelen av spenningen ligger over denne. $P = i^2 r = \left(\frac{5V}{620\Omega + 200\Omega}\right)^2 \cdot 620 \approx 0.023W$. Det ble benyttet overflatemonterte komponenter $0.8 \cdot 0.5\text{mm}$ som tåler $0.25W$.

R2, R4, R5 og R6 har som funksjon å legge det mottatte signalet fra transduseren rundt en biasspenning på $2.5V$. Dette måtte gjøres siden instrumenteringsforsterkeren opererer med ensidig spenningstilførsel (engelsk: Single supply) på $5V$ og for å oppnå maksimalt lineært forsterkningsområde. Disse motstandene må være størst mulig for å unngå effekttap siden de trekker en kontinuerlig hvilestrøm fra $5V$ til jord, men samtidig små nok for å begrense støy. $51\text{ k}\Omega$ ble valgt. Samtidig må de ha nøyaktig verdi for å unngå å få forskjellig biasspenning på forsterkerens to innganger så lavest mulig toleranse ble valgt (0.1%).

R3 begrenser strømmen gjennom diodene under sending og ønskes mye høyere enn transduserens impedans for å begrense energitapet, men den må samtidig være liten i forhold til R2 og R4 for å begrense dempningen av signalet når transduseren opererer som mottaker. $10\text{k}\Omega$ ble brukt da dette gir et godt kompromiss for begge behovene. Transferfunksjonen 14 ble plottet i Matlab ved forskjellige verdier av C_p for å finne amplitudekarakteristikken til lavpassfilteret R3-C3-R4, og fra dette kunne C3 bestemmes. Figur 12 viser at med $C_p = 3.3\text{nF}$ blir knekkfrekvensen så lav som 5.1kHz . Med denne verdien sikrer man at signalet dempes minimalt ved vår aktuelle frekvens og oppnår tilnærmet dempning på $\frac{R4}{R3+R4}$. Det ble her antatt at man ikke behøver å filtrere signalet for støy, men dekoble vekselstrømsignalet og biasen på $2.5V$. Hvis det senere viser seg at støy er et problem kan knekkfrekvensen velges høyere på bekostning av dempningen ved 64kHz .

3.2.1 Test av send/motta kretsen

Man ønsket å teste dette delsystemet for å sjekke egenskapene til transduserne og samtidig prøve ut send/motta-kretsen. Komponenter ble anskaffet og to identiske, men separerte kretser ble koblet opp på breadboard i h.h.t. kretsen i figur 11 og forsynt med galvanisk separerte tilførselspenninger. P-

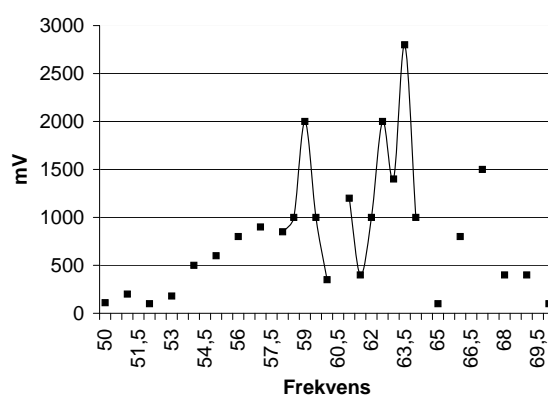


Figur 12: Bodeplot av høypassfilter. $C_3 = 3.3\text{nF}$

kanals MOSFET transistorer som ble benyttet var BSH205 mens N-kanals transistorene var BSH103. Et lite vannfylt isoporkar ble brukt til å sende lyd fra den ene transduseren til den andre. En signalgenerator ble benyttet til å generere firkantpuls med variabel frekvens som ble påtrykket sendekretsen mens man på mottakersiden målte spenningen over mottakstransduseren med et oscilloskop. I første omgang ble spenningen på mottakstransduseren målt uten at den var tilkoblet send/motta kretsen, men med L_p tilkoblet, mens spenningen over sendetransduseren ble målt mens denne var innkoblet i send/motta-kretsen.

Tabell 1 viser responsen for en del utvalgte frekvenser. Man ser at amplituderresponsen varierer mye for de forskjellige frekvensene og ved enkelte frekvenser oppstår uventede målinger. F.eks. ved 53kHz observerer man en slags overharmonisk effekt. Nå skal man være forsiktig med å trekke konklusjoner fra disse målingene siden de er gjort i et lite vannkar. Transduserne står innenfor hverandres nærfelt og veggene i vannkaret sørger for mange refleksjoner av signalet. Lyden som treffer mottakstransduseren er derfor en sum av flere bølger. Til eksempel ble amplituden på mottakssiden forandret når transduserene ble flyttet rundt i karet noe som viser ustabiliteten i denne målingen. En sak som allikevel ble bevist var at lyden forplantet seg godt gjennom karet og man kunne gjenkjenne resonansfrekvensen til systemet. Ved å nøye avlese den mottatte amplituden ved forskjellige utsendte frekvenser ble det funnet at frekvensen som gir høyeste amplitude er mellom 63.0 og 63.4 kHz, som er noe lavere enn den oppgitte verdien for resonansfrekvensen. Årsaken til dette avviket kan være unøyaktigheter i produksjonen av transduserne eller i parallellspolen L_p . Det ble jo tidligere vist at resonansfrekvensen var avhengig av begge disse svingerne, -den mekaniske resonansfrekvensen og den elektroniske. Slik det faktisk her er målt, passerte

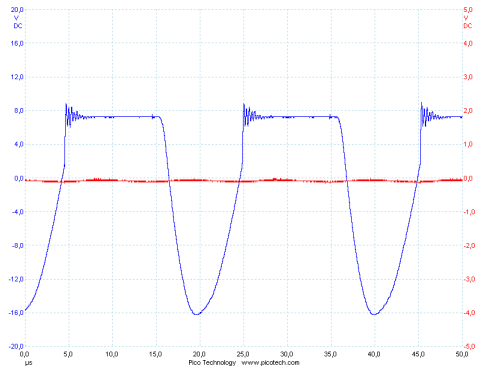
signalet to transdusere og to elektroniske svingekretser, og da blir systemet enda mer komplisert. Figur 13 viser et spektrum som ble eksperimentelt funnet ved å avlese spenningsamplituden (V_{p-p}) for frekvenser mellom 50kHz og 70kHz og plote disse inn i Microsoft Exel. Denne figuren antyder at det er flere resonanser og antiresonanser innenfor frekvensbåndet. For ikke å gjøre oppgaven mer komplisert enn nødvendig vil systemet bli betraktet til å ha én resonansfrekvens eller i hvert fall én optimal sende/mottaksfrekvens mellom 63.0 og 63.4kHz. Den kalkulererte frekvensen forkastes derfor til fordel for denne på 63.0kHz



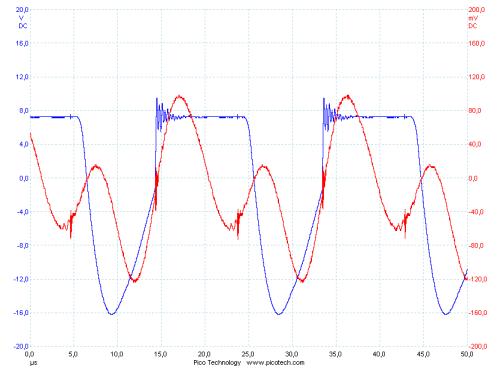
Figur 13: Amplituderespons for enkelte frekvenser fra 50kHz til 70kHz

Fra tabell 1 observerer man i tillegg at spenningen over sendetransduseren svinger mellom $+7.5V$ som er påtrykt spenning og $-16V$ som blir induisert av spolen L_p når p-transistoren skifter til sperremodus. Dette er med å øke den utsendte effekten betraktelig, noe man ser ved å sammenligne tabell 1 med tabell 2 hvor først spolen på sendekretsen kobles bort, deretter spolen på mottakstransduseren.

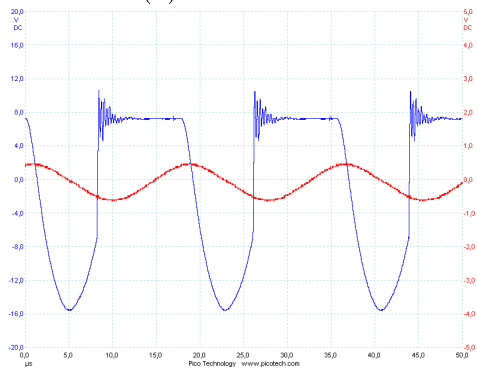
Deretter ble begge transduserne koblet til hver sin send/motta krets og utgangen fra instrumenteringsforsterkeren ble målt på mottaker. Siden spenningen fra transduseren var så høy som $2.8V_{p-p}$ ved 63.5 kHz ble ledespenningen til schottky-diodene overskredet og disse begynte å lede. Schottkydiodene har en foroverspenning på 200mV så derfor ble det høye signalet fra transduseren klippet. Dette ble likevel ikke betraktet som et problem for denne applikasjonen, først og fremst fordi transduserne vil operere på mye større avstander som vil gi mer demping og færre reflekterte signaler. For det andre gjør det ikke noe om signalet klippes så lenge frekvensen kan gjenkjennes siden det er denne som skal detekteres.



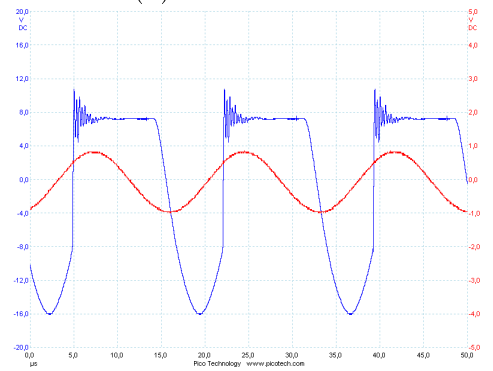
(a) antiresonans



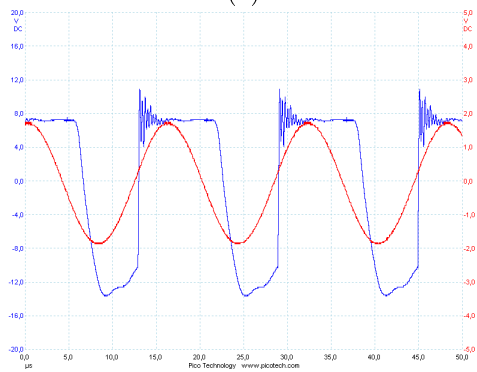
(b) overharmonisk



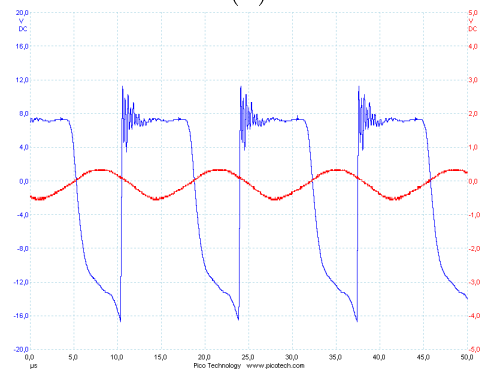
(c)



(d)

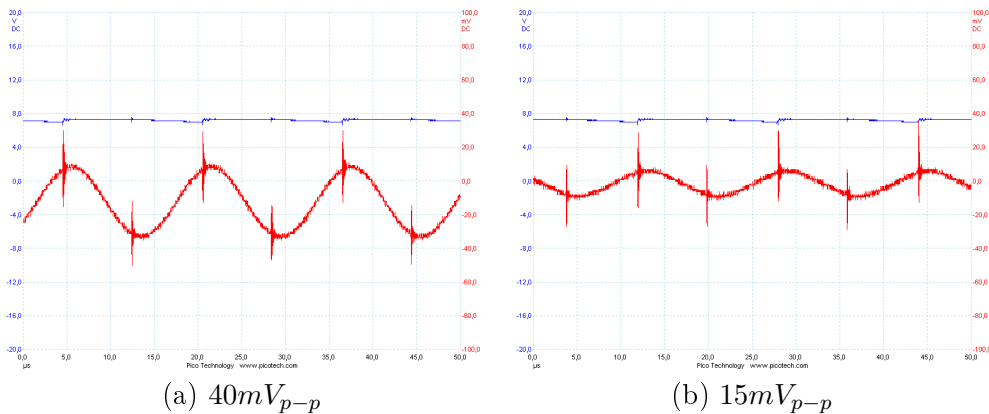


(e) resonansfrekvens



(f)

Tabell 1: Sendt(blå kurver) og mottatt(røde) respons gjennom et vannkar av isopor ved (a):50kHz ($110mV_{p-p}$), (b):53kHz ($220mV_{p-p}$), (c):57kHz ($900mV_{p-p}$), (d):59kHz ($1800mV_{p-p}$), (e):63kHz ($3500mV_{p-p}$) og (f):75kHz ($800mV_{p-p}$)



Tabell 2: Sendt(blå) og mottatt(rød) respons gjennom et vannkar av isopor ved (a):ingen parallellinduktans på sendetransduseren, og (b):hverken sende- eller mottakstransduser har parallellinduktans. Man ser at amplituden avtar fordi sendetransduseren ikke får ladet ut ladningen fra C_p .

3.3 Tonedekoder LMC567

For å detektere riktig frekvens ble det besluttet å bruke tonedekoder LMC567 fra National Semiconductor fordi denne er spesielt designet for å bruke lite energi. Figur 14 viser en prinsippskisse av denne med pinnenummering. Mellom pinne 5 og 6 må det settes opp en RC svingekrets som svinger to ganger over den frekvensen en ønsker å detektere. Siden vi ønsker å detektere 63kHz så må altså tonedekoderens RC-krets svinge på 126kHz. Størrelsene C_t og R_t må da velges i h.h.t. likningen

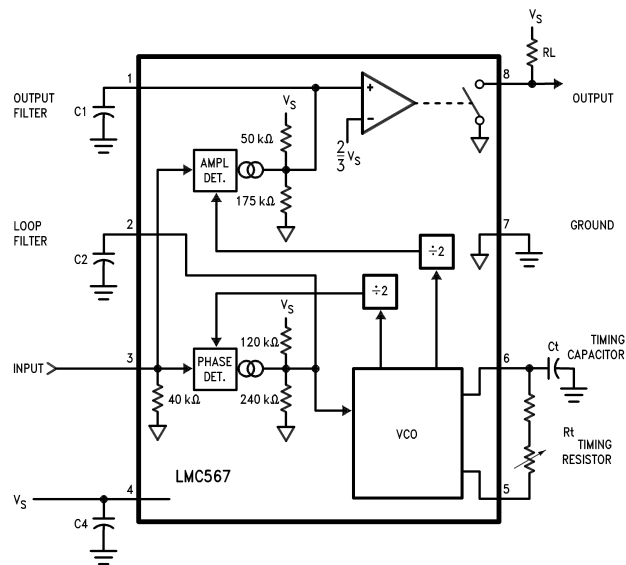
$$F_{OSC} \approx \frac{1}{1.4R_tC_t} \text{Hz} \quad (16)$$

Ved å velge $C_t = 1000\text{pF}$ og benytte $F_{OSC} = 126000\text{Hz}$ og gjøre om på likningen kan man beregne R_t fra

$$R_t \approx \frac{1}{1.4F_{OSC}C_t} \text{Hz} \approx 5669\Omega \quad (17)$$

Siden denne likningen ikke er helt nøyaktig og med hensyn til at de fleste komponenter har en viss toleranse anbefales det å benytte en justerbar motstand for å justere svingeren inn til ønsket verdi. Dette gir oss samtidig muligheten til enkelt å endre systemets triggefrekvens dersom 63kHz skulle vise seg å være et dårlig valg. Ved å seriekoble en $2.2k\Omega$ motstand og et $0 - 10k\Omega$ potensiometer kan vi lett forandre frekvensen ved å justere potensiometeret.

Kondensatoren C_2 fra figur 14 bestemmer båndbredde og triggetid for systemet. Liten verdi på C_2 gir hurtig trigging, men samtidig bredere båndbredde og økt risiko for feildeteksjon. Databladet anbefaler å benytte $C_2 = 1\text{pF}$



Figur 14: Prinsippkisse av tonedekoder LMC567. Figur fra datablad [11]

som ved 63kHz gir ca. 14% båndbredde [11]. I vårt system ønsker vi hurtig triggering for å få en nøyaktig måling så denne brede båndbredden ble akseptert.

Kondensatoren C_1 bestemmer hvor fort utgangen skal trigges etter at loopen er låst og kalles derfor utgangsfiler. Hvis denne er lav vil utgangen skifte verdi veldig fort, men man risikerer flimrer på utgangen. En høy verdi derimot er robust med hensyn på støy, men vil ha en stor tidsforsinkelse fra loopen låses til utgangen går lav. Verdien ble valgt til $C_1 = 10pF$. I kombinasjon med en intern seriemotstand på $40k\Omega$ danner C_1 en RC krets som må lades opp til $2/3$ av tilførselspenningen. Dette gir da en triggetid på $\tau = RC = 40 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-9} = 0.4ms$ som tilsvarer 60cm for lydbølgen i vannet.

Utgangen på pinne 8 signaliserer når loopen er låst og en frekvens er detektert ved at bryteren som er inntegnet i figuren lukkes og drar spenningen på pin 8 til jord. Bryteren er i realiteten en N-kanals FET-transistor som er koblet til jord. R_L på utgangen virker som en pull-up motstand som drar spenningen opp til V_S når loopen ikke er låst. Hvilken verdi denne bør være sier databladet ikke noe om, men det ble forsøkt med forskjellige verdier. Ved lave motstander ($500 - 1000\Omega$) var spenningen på pinne 8 høy når inngangsfrekvensen var langt fra triggefrekvensen, og når inngangsfrekvensen nærmet seg triggefrekvensen forandret spenningen seg sakte mot null, men nådde minimalt ca. $0.6V$. R_L ble deretter valgt stor ($40k\Omega$), og nå så man at deteksjonen skjedde mer tydelig ved at utgangen hoppet fra $5V$ til $0V$ når

loopen låste. En høy R_L vil i tillegg begrense strømmen og energitapet når loopen er låst, så $40k\Omega$ ble benyttet.

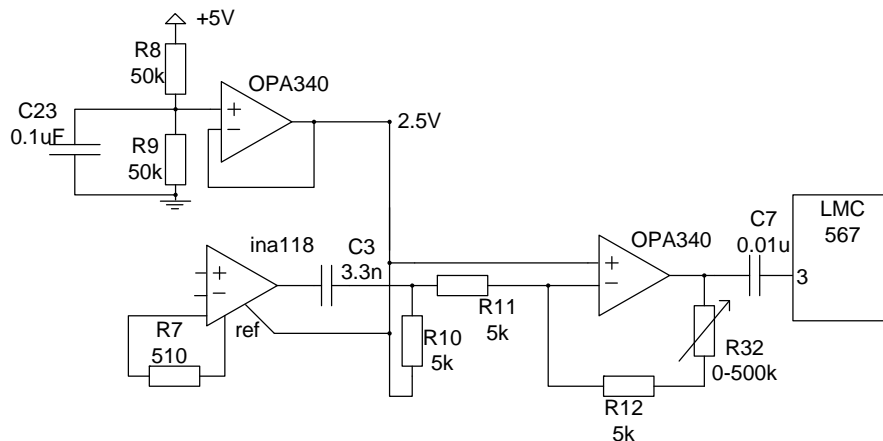
For at man skal kunne beregne hvor mye signalet skal forsterkes er det viktig å vite hvor stor inngangsspenning som kreves på inngangen for at tonedekoderen skal trigge. dette er oppgitt i databladet til $30mV_{rms}$, men den ble sjekket i et eksperiment gjort på et testoppsett. Inngangsspenningen ble dekoblet gjennom en kondensator på $0.01\mu F$. Det ble funnet at tonedekoderen trigger på sinussignaler ned til $100mV_{p-p}$ som tilsvarer $35mV_{rms}$ og stemmer overens med databladet.

3.4 Forsterkning og forsterkerkretsen

3.4.1 Hvor mye forsterkning trengs?

Likning 12 bestemmer energitapet i overføringen av en lydimpuls. Benytter man $r = 100m$ og leser av fra figur 5 $\alpha = 10^{-2}$ dB/m ved 63kHz, så får man et transmisjonstap på $20 \log(100) + 100 \cdot 10^{-2} = 41$ dB. I tillegg kommer tapet i overgangen mellom transduseren og mediet som ble antatt til å være 50% for hver transduser eller -3 dB. Totalt har man da 47dB dempning av signalet.

Spenningen over sendetransduseren ble målt til $\pm 20V_{p-p}$ og det er nevnt at det behøves minst $100mV_{p-p}$ for å trigge tonedekoderen. Dette betyr at en dempning på $20 \log \frac{0.1V}{20V} = -46$ dB tillates fra sender til mottaker. Dette tilsier at man ikke behøver noen særlig forsterkning av signalet for at tonedekoderen skal trigge siden teoretisk dempning bare er 1dB høyere enn akseptabel forsterkning, men nå må man huske på at en del antakelser og forenklinger er gjort. Man vet ikke sikkert hvor stor dempningen man får i energiovergangen fra transduseren til vannet og motsatt, og så vil man helst ha en god margin til den nedre triggegrensen på tonedekoderen for å sikre at signalet er over triggenivået. Det er bedre å ha for mye forsterkning enn for lite, for selv om forsterkerkretsen har for høy forsterkning slik at signalet klippes, vil tonedekoderen likevel kunne gjenkjenne frekvensen og låse loopen. For å ha muligheten til å variere forsterkningen på signalet ble det derfor besluttet at i tillegg til instrumenteringsforsterkeren skulle det settes inn en ekstra operasjonsforsterker med variabel forsterkning. Kretsen ble som i figur 15. Signalet blir forsterket av instrumenteringsforsterkeren ina118 avhengig av verdien på R7. Den er her valgt til 510Ω som gir en forsterkning på 100 ganger. Dette er den høyeste mulige verdien ved 63kHz p.g.a. forsterkning-båndbredde-produktet (Engelsk: Gain Bandwith Product). I serie med ina118 vil en annen operasjonsforsterker (opa340) forsterke signalet ytterligere med variabel forsterkning fra 1 til 100 ganger. Forsterkningen på



Figur 15: Kretsskjema for forsterkerkrets.

denne justeres ved å justere den variable motstanden R_{32} . Denne forsterkningen kan beregnes fra samme likning som en inverterende forsterkerkobling:

$$f = -\frac{R_{12} + R_{32}}{R_{11}} \quad (18)$$

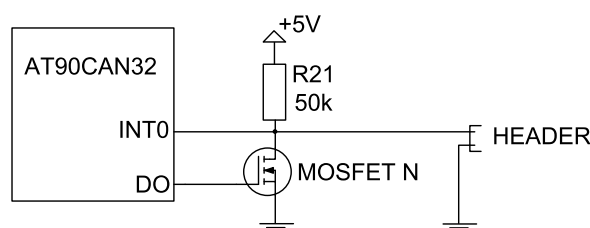
Kretsen skiller seg fra en vanlig inverterende forsterkerkobling ved at her er signalnivået løftet opp til en biasspenning på halve tilførselspenningen, eller 2.5V. Dette fordi denne operasjonsforsterkeren bare har ensidig spenningstilførsel (0-5V). C_3 fjerner først biasen fra instrumenteringsforsterkeren før det legges på en ny bias på inngangen til neste forsterkertrinn. Dette er gjort for å korrigere for mulig offset eller unøyaktighet i det første forsterkertrinnet. Uten en bias på 2.5V kunne ikke kretsen forsterket den negative halvbølgen, men ville i stedet klippet signalet.

En separat operasjonsforsterker koblet som spenningsfølger sørger for nøyaktig biasspenning på 2.5V som benyttes av både referanseinngangen på instrumenteringsforsterkeren og i det andre forsterkertrinnet.

Den totale forsterkningen kan justeres mellom 100 og 10000 ganger, eller 40 - 80dB som er mye høyere enn dempingen. Signalet vil derfor kunne mettes på utgangen av forsterkerkretsen, og ha form som en firkantpuls på inngangen til tonedekoderen. Dette skal ikke utgjøre noe problem for tonedekoderen siden denne trigger på frekvensen uansett hvilken form denne har.

3.5 Sending og deteksjon av spenningspuls

Når en avstandmåling starter sendes et elektronisk signal gjennom kabelen samtidig som en akustisk puls sendes ut fra transduseren. Det elektroniske signalet er et spenningsignal som går fra høy til lav verdi, og som detekteres på en av mikrokontrollerens innganger. For transmisjon og deteksjon av dette spenningssignalet ble en såkalt hardwired eller-krets brukt hvorpå flere like enheter kan kobles på samme spenningsbus uten fare for kortslutning. Figur 16 viser hvordan dette er implementert. Headeren i figuren kan



Figur 16: Hardwired eller-krets

kobles i parallell med flere identiske koblinger, og danner en spenningsbus. Pullup motstanden R_{21} sørger for at spenningen på mikrokontrollens inngang INT0 er 5V så lenge ingen av MOSFET transistorene på spenningsbusen er aktive. Dersom én eller flere av disse transistorene aktiveres via mikrokontrollerens digitale utgang DO vil spenningen på INT0 falle til jord og vi får en interrupt-request i mikrokontrolleren dersom denne er konfigurert til å håndtere interrupt.

3.6 Teoretisk nøyaktighet til tidsmålingen

Hvilken nøyaktighet man kan forvente å oppnå er litt vanskelig å si fordi mange faktorer spiller inn. Lydhastigheten ble nevnt i teoriseksjonen kan variere mye, spesielt med temperaturen, men tidsdifferansen mellom sendt og mottatt akustisk lyd må også måles nøyaktig. For det første må man passe på å sende spenningssignalet og akustisk puls samtidig. Dette gjør man på programmeringssiden ved å forandre de aktuelle utgangene rett etter hverandre i programmet. Et par klokkesykler tidsforskjell vil ikke utgjøre noen nevneverdig feil siden klokkefrekvensen er såpass høy (8MHz). Spenningspulsen vil ankomme den andre noden momentant og starte en interruptrutine som starter tidtakingen. Selv om denne rutinen skulle benytte 100 klokkesykler før timeren ble startet, ville det bare utgjøre ca 2cm målefeil på avstanden så man kan se bort fra denne også. Mer problematisk er det derimot å påse at lyden går strake veien gjennom merden. Dersom fisken i merden demper

lydsignalet og det reflekterte signalet fra havbunnen treffer og trigger mot-taksnoden vil tidsmålingen ikke bare bli unøyaktig, -den vil bli direkte feil. Om dette kan skje finner man ut v.h.a. eksperimenter.

En annen faktor er hvor mange svingninger transduserne trenger for å svinge seg opp i amplitude på resonansfrekvensen og hvor mange svingninger tonedekoderen trenger for å låse loopen. Det er ikke uvanlig at mekaniske svingere bruker noen perioder på å svinge seg inn. F.eks. er det vanlig når krystaller styrer klokkepulsene på mikrokontrollere at det ventes mange klokkepulsener før programmet lastes inn for å unngå unøyaktige pulser. Databladet til tonedekoderen LMC567 har lite informasjon om triggetiden, men en nesten lik komponent LM567 har oppgitt maksimum av/på rate = $\frac{f_0}{20}$ som antyder at kretsen trenger 20 perioder for å garantere faselåsing. Gitt at systemet vårt trenger totalt 25 perioder av 63kHz signalet før det trigger så vil dette utgjøre en avstandsunøyaktighet på ca 60 cm. Dette må også kontrolleres med eksperimenter, men dersom det viser seg at dette er tilfellet, og at tidsforsinkelsen er lik for hver måling kan man justere for dette i beregningen og dermed få god nøyaktighet likevel. Når loopen låses vil ikke utgangen umiddelbart trigges fordi det er et filter på denne. Spenningen over C6 må lades opp gjennom en intern motstand på $40k\Omega$ til 67% av tilførselspenningen. Dette vil ta $\tau = RC = 40 \cdot 10^3 \cdot 10^{-6} = 0.4ms$ (Dette tilsvarer 60 cm i avstandsmålingen). Først da vil telleren avleses i en av mikrokontrollerens spesialfunksjoner (Input Capture Mode). Denne låser tellerverdien akkurat ved den aktuelle klokkepulsene som inngangssignalet blir detektert så målingen skal bli så nøyaktig som mulig.

Siden vi har tidsforsinkelser i flere ledd gjennom sending av lyden kan man altså forvente å måle større avstand enn det lyden faktisk går. Målet blir da å finne ut hvor mye feil dette representerer per måling, for så å justere for dette i beregningen. Deretter bør systemet ha god nøyaktighet.

3.7 Trykksensor og signalbehandling

Til trykksensor ble en del alternativer vurdert. Intersema, en sveitsisk produsent, virket til å ha noen gode ferdig kalibrerte modeller i sitt utvalg, men disse var bedre egnet til småelektronikk enn industrielle applikasjoner p.g.a. liten størrelse. De hadde heller ikke gjenger for montering i vannrett innkapsling. I stedet ble en modell (19C100PA4K) fra Honeywell S&C kjøpt inn fra DigiKey.com. Denne måler fra 0 til 100PSI absolutt trykk som tilsvarer ca 58m vann dybde (medregnet atmosfæretrykk). Utgangssignalet er et spenningsignal fra 0 til 50mV når sensoren påtrykkes 5V tilførselspenning, og forholdet mellom trykk og spenning er tilnærmet lineært.

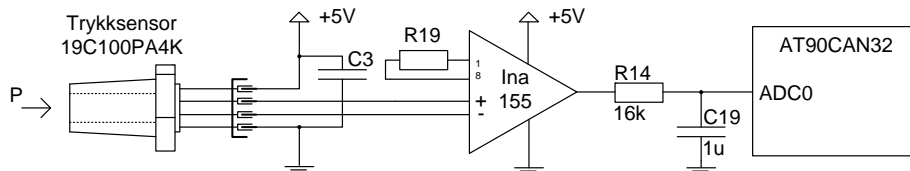
Mikrokontrolleren AT90CAN32 har innebygget 10bits A/D omformer og kan

konfigureres ved å sette bestemte bit i kontrollregistrene. Den ble konfigurert med en intern referansespenning på 2.56V. For beskrivelse av dette henvises det til datablad for AT90CAN32 [2] og kodevedlegg. Bitverdien som funksjon av inngangsspenningen er da oppgitt til:

$$ADC = \frac{V_{in} \cdot 1023}{V_{ref}} \quad (19)$$

Spenningen inn på mikrokontrolleren må altså ikke overskride referansespenningen som ble valgt til 2.56V. Det ble derfor besluttet å benytte en V_{in} spenning fra 0V til 2.5V. Siden spenningen fra sensoren varierer fra 0 til 50mV så trengs en forsterkning på $f = \frac{2.5V}{50 \cdot 10^{-3}V} = 50$ ganger.

Det ble funnet en instrumenteringsforsterker med rail-to-rail utgangskarakteristikk for å få til lineær forsterkning ned mot 0 volt, -selv om den ble koblet med ensidig tilførselsspenning. INA155 fra Burr-Brown har denne egenskapen og garanterer lineær forsterkning til $\pm 10mV$ fra tilførselsspenningen på utgangen. Kretsen kan altså ikke angi 0PSI, men dette er heller ikke nødvendig siden sensorene angir absolutt trykk som på land er ca. 14.5PSI. Fra sensoren gir dette $\frac{14.5}{100} \cdot 50mV = 7.25mV$ og på forsterkerens utgang får man $7.25mV \cdot 50 = 362.5mV$ som er høyere enn forsterkerutgangens nedre grense. Forsterkningen til INA155 kan bestemmes med en ekstern motstand fra pin 1 til 8 og for $G=50$ må R_{19} i figuren være 0Ω i h.h.t. datablad [3]. Figur 17 viser implementasjonen av delsystemet med sensor, forsterker



Figur 17: Trykksensor målebro med forsterkerkrets

og tilkobling på AT90CAN32. Selv om R_{19} er lik 0Ω er den tatt med på kretsskjemaet siden dette er en prototype og for å ha muligheten til enkelt å forandre forsterkningen ved å bytte motstand. Det er også satt inn en avkoblingskondensator nær tilførselen til sensoren for å begrense støy.

På utgangen av instrumenteringsforsterkeren er det satt inn er RC-lavpassfilter for å fjerne støy. Knekkfrekvensen er valgt til 10Hz, -høyt nok til å registrere hurtige dybdeforandringer som overflatebølger eller hurtig nedsenkning. Komponentene R_{14} og C_{19} ble bestemt fra

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (20)$$

slik at knekkfrekvensen ble ca 10Hz.

3.7.1 Nøyaktighet

Trykksensoren har oppgitt nøyaktighet på $\pm 0.25\%$. Dette tilsvarer ca. $\pm 20\text{cm}$. Instrumenteringsforsterkeren kan antas uten feil. Det samme gjelder for A/D omformerer, men her gjelder også diskretisering siden den har 10 bits oppløsning. A/D omformerer kan ha 1023 forskjellige nivåer mellom 0 og 2.56V, men vårt signal er begrenset til 2.5V ved 100PSI som gir en oppløsning på $\frac{2.5 \cdot 1023}{2.56} = 999\text{bits}$. Dette gir nøyaktig 0.1 PSI/bit eller 6.877cm vannsøyle pr bit. Ved overflaten vil man måle ca. 10 meter dyp avhengig av lufttrykket, men dette kan enkelt justeres til 0 i beregningen i mikrokontrolleren. Man kan altså forvente en nøyaktighet på ca. $\pm 27\text{cm}$, men dette må kontrolleres.

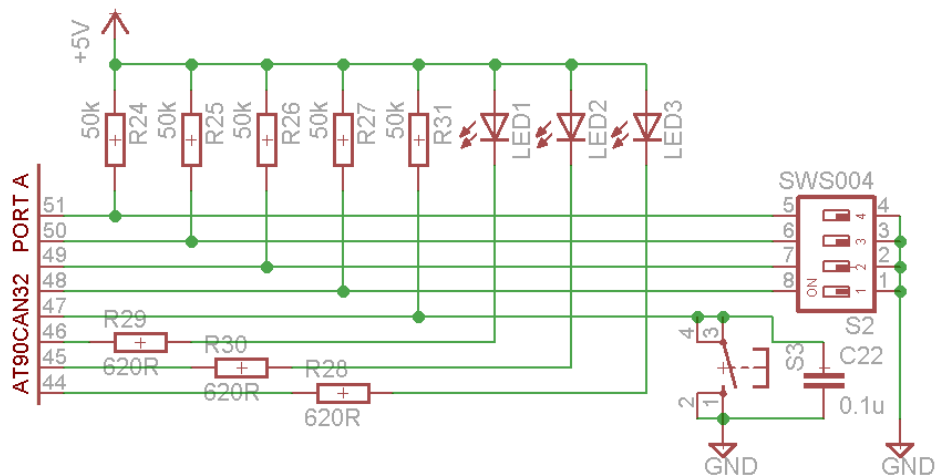
3.8 Tilleggssystemer

3.8.1 JTAG

For å ha mulighet til å omprogrammere mikrokontrolleren etter at den er loddet fast måtte det tas med tilkoblinger for dette. Det finnes to måter å gjøre det på, -ISP (In System Programming) og JTAG interface. Det ble benyttet JTAG fordi denne også åpner for mulighet til å feilsøke (debugge) i WinAVR, og den er implementert ved å koble de reserverte pinnene på AT90CAN32 til en 10pins header. Se datablad [2] eller koblingsskjema for detaljer rundt dette. JTAG interface krever en egen USB JTAG enhet mellom pc'en og mikrokontrolleren.

3.8.2 Lysdioder

Tre gule dioder ble satt inn på noen av de ledige portene på mikrokontrolleren til hjelp ved programmeringen. Disse kan eventuelt fjernes i en optimaliseringsprosess før systemet settes i masseproduksjon, men på en prototype kan de være til god hjelp ved eventuell feilsøking. Modellen LYR971-Z fra Osram ble valgt da disse er passe små og beregnet for overflatemontering. Foroverspenningen på disse er oppgitt til 2V og maks foroverstrøm til 20mA. For ikke å bruke unødig mye energi på lyset ble strømmen satt til 5mA. Strømbegrensende motstander måtte derfor være $R = \frac{5V-2V}{5mA} = 600\Omega$, men siden denne størrelsen ikke finnes ble 620Ω benyttet. Figur 18 viser hvordan lysdiodene ble koblet til 5V tilførsel og gjennom seriemotstanden til mikrokontrollerens utgang. Dette fordi mikrokontrollerens utgangspinner er bedre egnet til å trekke strøm til jord enn å drive en strøm til 5V, men man må være obs. på at dette gir omvendt logikk. -Høy utgang betyr lys av og motsatt.



Figur 18: Kretsskjema for lysdioder, hjelpebryter og identitetsbryter

3.8.3 Brytere

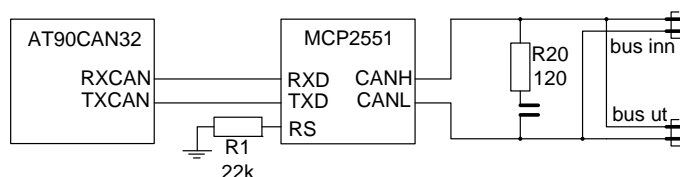
En 4 bits dipswitch, og en trykknapp ble brukt for å gi hver enhet en unik adresse til identifisering på CAN-busen og til testformål. Figur 18 viser hvordan disse ble koblet via pull-up motstander til 5V. På trykknappen ble det satt på en 0.1uF kondensator i parallell for å unngå rippelpulser. Siden knappen er beregnet til test av kretsen kan den fjernes i en fremtidig utgave av systemet.

En identisk trykknapp ble også koblet til mikrokontrollerens resetpinne for å kunne restarte denne manuelt. Se komplett koblingsskjema for detaljer.

3.8.4 CAN, kommunikasjonsbusen

CAN-transceiveren som ble brukt var en MCP2551 med 5V tilførselspenning. Dette er en høyhastighets transceiver som ifølge databladet kan koble sammen opp til 112 noder [7]. Hvor fort spenningen forandrer seg på busen (Slew rate eller \dot{V}) bestemmes av en ekstern motstand fra pinne 8 til jord. Denne ble valgt av erfaring til $22k\Omega$ da dette sikrer god funksjonalitet og slew rate ca $17V/\mu s$. I tillegg kommer en termineringsmotstand på 120Ω som må stå mellom CANH og CANL på busens siste node, og for å lett kunne koble denne inn eller ut ble det satt inn en jumper i serie med motstanden. Figur 19 viser hvordan CAN transceiveren ble koblet.

Mottaksdatamaskinen på land var en vanlig bærbar PC med USB CAN-adapter fra tyske Peak-Systems, og denne ble kun brukt til å overvåke CAN busen og ta imot rådata. PC'en kjørte på operativsystemet linux, som gjorde



Figur 19: Kretsskjema for CAN-transceiver

det mulig for CAN-programmet (PCAN) å lagre alle CAN-pakkene til en datafil for senere analyse. Windowsversjonen av PCAN har en begrenset funksjonalitet og kan f.eks. ikke lagre til fil. Både linux-PC og CAN-omformer ble lånt av Eurobot prosjektet ved Institutt for Teknisk Kybernetikk.

3.9 Strømforsyning og spenningsregulator

Systemet er designet for 5V spenningstilførsel. Valget stod mellom å tilføre energi gjennom kabelen eller å utstyre hver enhet med batteri. Det siste ble valgt fordi kabelen er lang og kan potensielt fange opp mye støy. Størrelsen til enhetene er ikke kritisk, og vi kan tillate oss å sette av plass til batterier. Ulempen med dette er at energien blir dyrere og vedlikeholdet med å bytte batteriene vokser, men dette ble likevel benyttet da strømforbruket er relativt lavt. I en optimaliseringsprosess kan man se på den alternative løsningen og eventuelt fjerne batteriene til fordel for ekstra ledere i kabelen.

3.9.1 Strømforbruk

For å dimensjonere strømforsyningen må man først kjenne behovet. Dette vil jo klart variere med hvilke funksjoner som er aktivert. Komponenter som lysdioder, CAN-transceiver og akustisk pulsgenerator brukes jo ikke kontinuerlig. Strømbekovet for de forskjellige delene ble delvis beregnet og delvis målt, og er gjengitt for en del komponenter i tabell 3. Under normal operasjon vil ikke tilleggsfunksjonene brukes ofte da dette er et relativt enkelt system. Lysdiodene trenger for eksempel ikke lyse når kretskortet er innkapslet og den akustiske pulsen kan ha veldig kort varighet (noen få ms) og vil ikke bli sendt ut ofte (ca 0.1Hz). Dermed blir ikke CAN busen så opptatt heller og følgelig bruker man mindre energi.

Strømsparing Noen av komponentene har strømsparingsfunksjoner som kan benyttes når komponenten er inaktiv. For eksempel kan CAN-transceiveren settes i sparemodus (standby eller sleep-mode) ved å sette et spenningsignal på pinne 8. Mikrokontrolleren kan programmeres til å gå i sove-

Komponent	Strømforbruk
Mikrokontroller AT90CAN32	15.0mA
Tonedekoder LMC57	1.0mA
Instrumenteringsforsterker INA118	0.4mA
Instrumenteringsforsterker INA155	2.5mA
Trykksensor	(målt) 0.6mA
2x operasjonsforsterker OPA340	0.3mA
CAN transceiver mcp2125	1-10.0mA
akustisk pulsgenerator	(målt) 50-80.0mA
3x lysdioder	15.0mA
diverse motstander	ca 2-5.0mA
SUM	25-130.0mA

Tabell 3: Estimert strømforbruk i kretsen avhengig av hvilke funksjoner som er aktive.

modus for å vente på å bli vekket av et eksternt signal eller en timer. Ved å utnytte disse mulighetene optimalt, vil man kunne spare mye energi, men ingen av disse funksjonene er foreløpig tatt i bruk fordi dette systemet ikke skulle operere over tid, men i et eksperiment. Dersom systemet settes i drift bør slike muligheter utnyttes, -spesielt dersom batteriløsningen beholdes.

3.9.2 Spenningstilførsel

Det ble besluttet å benytte en lineær spenningsregulator for å begrense støy. LF50ABP ble først forsøkt da denne har lav dropoutspenning (min 0.4V) og kan levere opptil 500mA, men denne viste seg å generere en del støy så den ble byttet til fordel for L78M05CP. Denne har 2V dropoutspenning, men generer ingen støy. 6 C-celle batterier med merkespenning 1.5V ble valgt til å levere energien og kretsen ble sikret med en smeltesikring på 250mA. En diode ble satt inn for å beskytte kretsen mot å bli tilført motsatt polaritet. Hvis dette skulle skje, vil denne lage kortslutning og sikringen ryke.

3.10 Støybegrensning

En god praksis for å begrense støy er å benytte avkoblingskondensatorer over spenningstilførselen på hvert delsystem som kan generere støy eller som er følsomt for støy. Hver IC, noen spenningsdelere og trykksensoren har derfor fått en slik kondensator på 0.1µF. Disse settes inn så nær den aktuelle komponenten som mulig for å unngå at støyen induseres i lange kobberbaner. Kretsskjemaet i figur 20 og figur 21 av kretskort viser hvor og hvordan de er plassert.

En annen god praksis er å unngå å ha 90 graders bend på kobberbanene, men la disse rundes av via to 45 graders bender. Dette er gjort i størst mulig grad på kretskortet, spesielt for de kobberbanene som går til og fra den akustiske pulsgenereringen siden disse utsettes for hurtige forandringer og høye strømmer.

3.11 Produksjon av to enheter

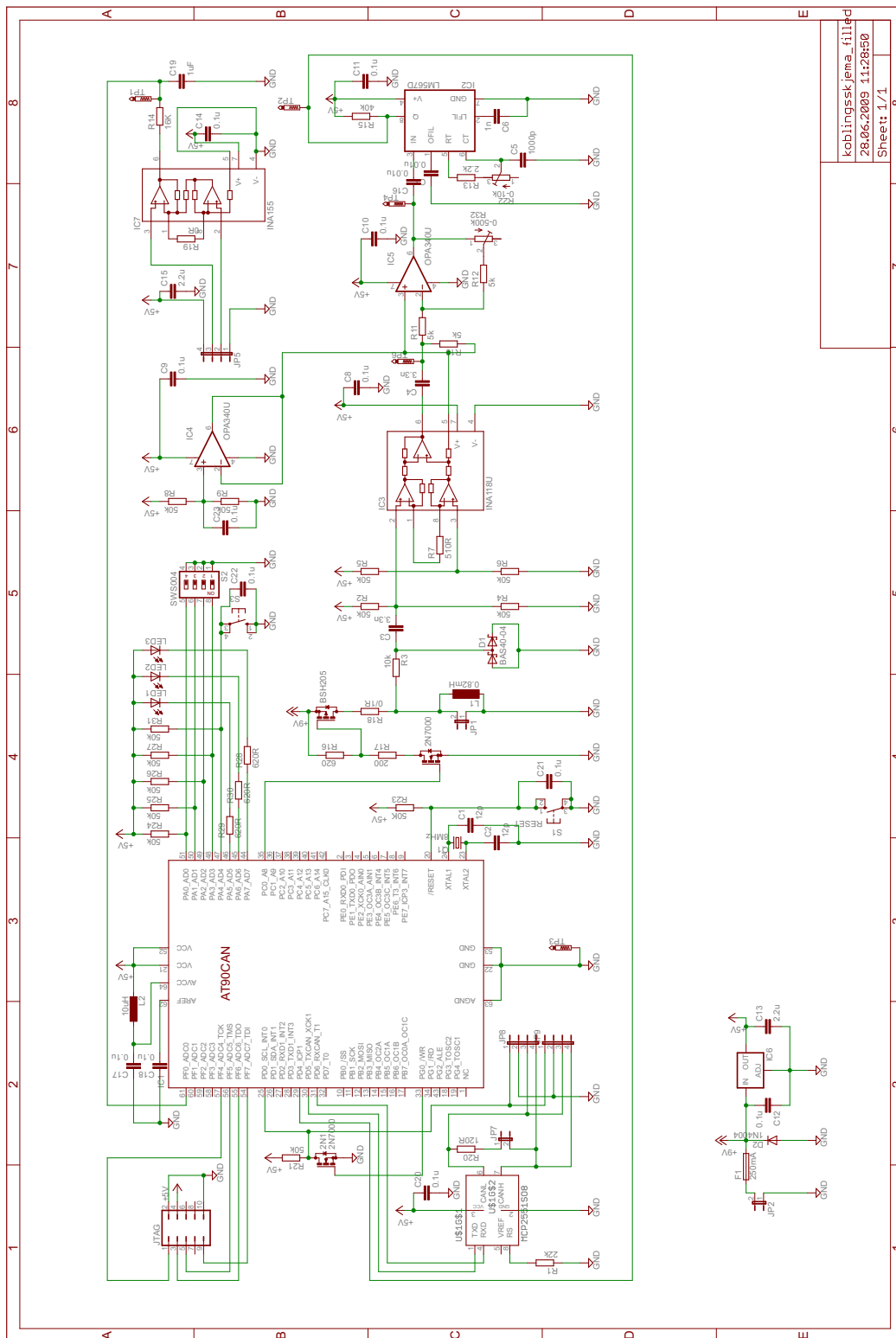
3.11.1 Kretsskjema og kretskort

Gratisversjonen til Programmet Eagle ble benyttet til å tegne kretsskjema og lage print til kretskortene. Programmet er enkelt og har et stort bibliotek med komponenter som er lagret både som kretsskjema-figur og hvordan de fysisk ser ut. Dersom en komponent ikke finnes kan man forsøke å finne den på Internett eller tegne den selv. Når kretsskjema er komplett kan man skifte til visning av printkort hvor man må plassere komponentene på brettet og tegne kobberbaner mellom komponentene. Det ble forsøkt å skille støyfølsomme sensorikksystemer fra støyende systemer. F. eks er sensorikken (transduser og trykksensor) satt inn nederst på kortet, mens CAN-transceiver og spenningsregulator ble plassert øverst. I tillegg ble komponenter satt så nær de pinnene på mikrokontrolleren som mulig for å begrense lengden på kabelbanene og tallet på gjennomføringer. Figur 20 viser kretsskjemaet, og figur 21 viser hvordan printkortet ble. Begge er laget v.h.a. Eagle.

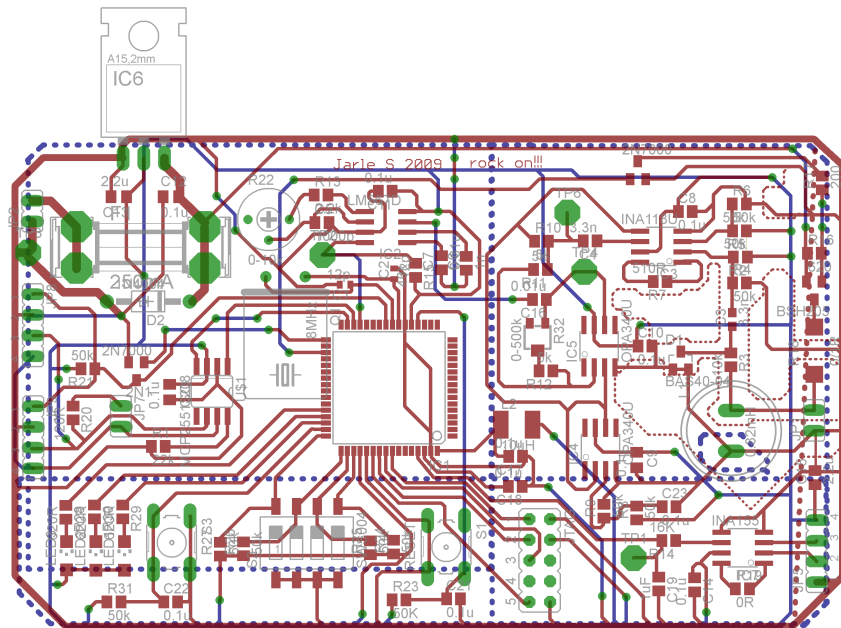
To printkort måtte deretter sages til, belyses, etses og kaldfortinnes. Komponentene ble bestilt og loddet på. Etter noen småfeil og prototypeutbedringer (disse vil bli nevnt senere) fikk man omsider kortene til å virke så programmet kunne lastes inn via JTAG pinnene. For fremtidig produksjon av flere kort bør det vurderes å kjøpe disse tjenestene fra andre aktører fordi det ofte oppstår ustabile forbindelser på de hjemmelagede kortene og at de krever mye tidsressurser både til produksjon og feilsøking. Sannsynligvis vil det lønne seg og å la kretskortene produseres av andre.

3.11.2 Innkapsling i vanntett hus

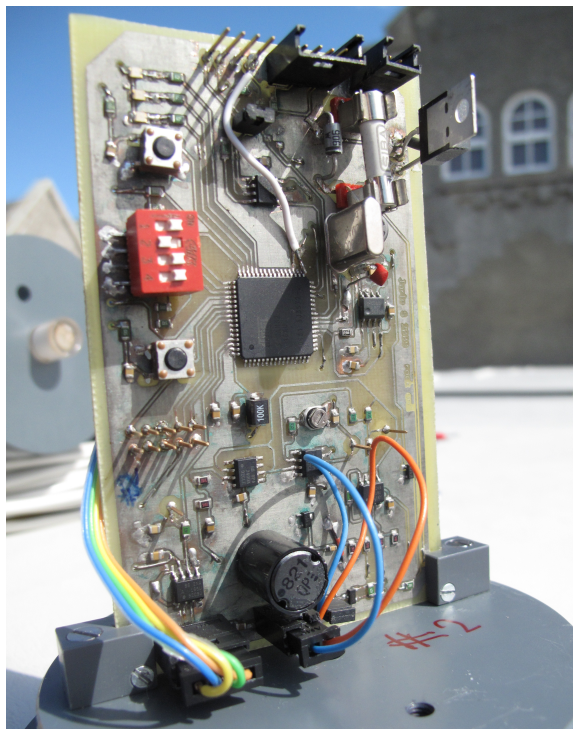
Siden elektronikken skal senkes ned til opptil 50m stiller dette store krav til utstyret som skal brukes. Innkapslingen, kontaktene og kablene som brukes må være vanntette til 5 bar overtrykk, og over den tidsrammen som spesifiseres. Siden det i første omgang dreier seg om et eksperiment, vil tiden utstyret utsettes for vannet være begrenset og dermed kan man stille lavere krav, men før systemet settes i drift, må permanente vanntette løsninger finnes.



Figur 20: Komplet kretsskjema tegnet med Eagle



Figur 21: Printkort



To vanntette sylinderveformede hus ble produsert av kybernetikkverkstedet på NTNU. Husene er store nok til å romme batteripakke og kretskort med sensorer og et blylodd for å sikre at nodene synker ned i vann. Transduserne stikker ut fra lokket i bunnen mens åpningen til trykksensoren er plan med lokket for at lydbanen ikke skal forstyrres. Kontaktene som ble benyttet er produsert i USA av Crouse Hinds og leveres av ELFA. Disse er sertifisert til 100PSI trykk som tilsvarer ca 58 meters dyp. Dessverre kunne ELFA kun levere 2 av 3 bestilte kabler, så en ad hoc-løsning ble å lage en gjennomføring for den ene kablet. Siden det ikke ble funnet en kabel med riktige spesifikasjoner som passet inn i budsjettet ble en vanlig innendørs PVC signalkabel benyttet, og det ble antatt at denne ville klare å motstå sjøvannet den korte tiden eksperimentet ville pågå.

3.12 C-programmet

Programmet ble skrevet enkelt med mål å teste nøyaktigheten til målesystemet. Brukterskelen kan dermed virke høy ved for eksempel at rådataene skrives ut på CAN-bussen på hex-form og må konverteres manuelt før resultatene er klare, men hex vil også blitt det endelige formatet når en data-maskin på land tar imot informasjonen og resultatet blir det samme. Det ble antatt at det var nok å måle med én node som sender og én som mottager. Den periodiske hovedløkken starter bare dybdemålingen og avstandsmålingen ved jevne mellomrom, og så kommer det interrupt requests som følge av dette hvor dataene blir behandlet og sendt. Hver node ble gitt en ID fra ID-bryteren på kretsen og denne avgjør hvilken del av programmet som kjøres. Fullstendig kode er vedlagt i appendix.

Øverst i programmet konfigureres alle ubrukte porter som utganger og disse settes lave. Dette gjøres for å unngå at portene får flytende spenningspotensial som kan gi trøbbel med ukontrollerbare spenningsnivåer under bruk.

3.12.1 Dybdemåling

Etter initiering av de forskjellige funksjonene ble programmet satt i en programloop hvor dybdemåling og avstandsmåling ble gjort periodisk med ca 10 sekunders intervall. Dybdemålingen ble satt i gang ved at A/D-omsetteren ble startet. Denne bruker en del klokkesyklus på å konvertere spenningsnivået til bitverdi, og når dette er ferdig kalles en interrupt-vektor på en interrupt rutine hvor lesing av bitverdien foregår, omgjøres til dyp i hele cm og sendes som rådata på CAN-bussen. Siden A/D omsetteren har 10 bits oppløsning lagres resultatet i to registre (ADCL og ADCH) hvorav 8 bit benyttes i det ene og 2 bit i det andre. Når en verdi er lagret over to registre må man alltid først lese den lave verdien (ADCL) før den høye (ADCH), fordi når

den høye verdien leses, signaliseres til kontrollenheten for A/D omsetteren at verdien er lest og at en ny A/D omsetting kan initieres. Man risikerer da å ødelegge målingen. I programmet blir datatypen først omgjort til integer som består av 16 bit og senere til float for å få så riktig resultat fra beregningen. Til slutt må datatypen igjen konverteres (castes) til 2 char-variabler (8 bit hver) for å være mulig å sende over CAN-busen på hexadesimal form. CAN-pakken adresseres med identiteten til den noden som sender pakken og slik kan dybdemålingene identifiseres når de når landstasjonen.

3.12.2 Avstandsmåling

Programmet for å måle avstand er forskjellig etter om noden er satt til å være sender eller mottaker. Sendenoden ble gitt id=1, og mottakernoden ble gitt id=2. Identitetsbryteren må innstilles til enten 1 eller 2, ellers vil ikke noden bli riktig konfigurert og systemet vil ikke virke.

3.12.3 CAN-kontroller

Opsettet av can controlleren i AT90CAN32 er en omfattende jobb da veldig mange registre er involvert. Det ble brukt en gratis nedlastbar driver til dette i stedet for å implementere alt selv. I driveren måtte man bare sette bitraten før man kunne opprette, sende og motta CAN-pakker relativt enkelt. CAN-driveren er ikke vedlagt i kodevedlegget, men den kan finnes på Internett på <http://infidigm.net/projects/avrdrivers/>.

Sendenoden På sendenoden initieres timer0 til å telle opp til halvparten av sendefrekvensens periodetid. Siden mikrokontrollerens frekvens er 8MHz og sendefrekvensen 63.5kHz må timer0 telle til $\frac{8 \cdot 10^6}{63 \cdot 2 \cdot 10^3} \approx 63.5$. Denne verdien diskretiseres til 63 i programmet så man får ikke nøyaktig den frekvensen man ønsker. Funksjonen `void init-buzzer(long int frekv)` tar inn frekvensen som variabel og initierer timer0 med den aktuelle tiden (rundet av nedover til nærmeste heltall). Funksjonen `void buzz (int pulslengde)` tar så inn hvor lenge pulsen skal vare via variabelen `pulslengde` og starter timer 1. Denne sørger også for å gi et lavt signal på spenningsbusen for å signalisere til mottakeren at en puls er sendt. Når telleren har talt til 63 nullstilles den og starter på ny samtidig som en interruptrutine inverterer utgangspinne PC0 som går til sendekretsen.

Mottaksnoden På mottaksnoden initieres timer1 og ekstern interrupt for både spenningsbus (INT0) og låsing av tonedekoder (ICP1). Timer 1 har

16 bits oppløsning og initieres til å telle $\frac{1 \cdot f_{CPU}}{8} = 1MHz$. Straks spenningsbusen går lav vil interruptrutinen INT0 starte timeren som vil telle til tonedekoderen låses eller timeren teller til toppen (2^{16} bit). Dersom tonedekoderen trigges låses umiddelbart tellerverdien i et eget register (ICR registeret) og en interrupt rutine leser dette og sender tellerverdien ut på CAN-bussen på hexadesimal form. Mottakeren må regne verdien om til avstand ved å multiplisere tellerverdien med 0.0015m/bit for å få avstanden. Dersom timer 1 teller helt ut (Dette tar $\frac{2^{16}}{1 \cdot 10^6} = 0.0655s$) antas det at ingen lyd puls er ankommet og en timer-overflow interrupt sender feilmelding på CAN-bussen.

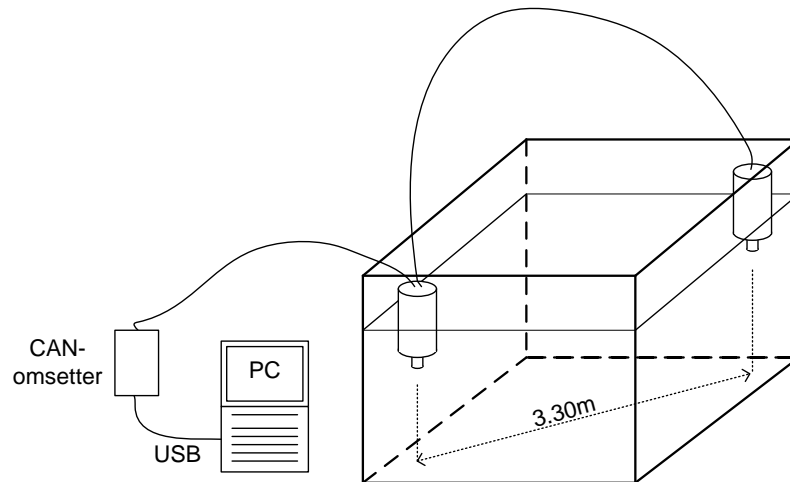
3.13 Innstilling av nodene

Før systemet kunne testes i vann måtte man stille inn triggefrekvensen til tonedekoderen og forsterkningen på det andre forsterkertrinnet fra transduseren. Ved å koble til et oscilloskop kunne triggefrekvensen justeres v.h.a. potensiometeret R22 til det dobbelte av lydfrekvensen, $f_{OSC} = 127kHz$, men siden kapasitansen C5 er så liten (1nF) ble svingefrekvensen påvirket av måleproben på oscilloskopet og frekvensen litt forskjøvet når måleproben ble frakoblet. Dette ble kompensert for ved å stille inn frekvensen litt under f_{OSC} . Forsterkningen i andre forsterkertrinn ble i første omgang justert v.h.a. potensiometeret R32 til minimum (forsterkning = 1) siden kalkulasjonene tilsa at vi skulle ha god nok forsterkning fra instrumenteringsforsterkeren.

4 Resultater og optimalisering/utbedring av systemet

4.1 Forsøk 1 og utbedringer av systemet

Første test ble gjort i akustikktanken i b-blokka på elektrobygget. Denne tanken måler 2x3 meter og er 1.7m dyp. Testen ble utført ved at transduserne ble plassert diagonalt overfor hverandre i tanken med avstand 3.30m og 15 cm under overflaten som vist i figur 22. Fordelen med tanken er at vannet der er helt i ro, men ulempen er at man vil få mange refleksjoner fra vegger og bunn. Vanntemperaturen her ble anslått til 21°C som fra likning 2 gir en lydshastighet på 1519m/s. Formålet med forsøket var finne nøyaktigheten til en avstandsmåling over korte avstander.



Figur 22: Testoppsett for forsøk 1

Resultatene ble som gjengitt i tabell 4, og man så at avstandene som ble registrert var for korte til å kunne være realistiske målinger. Lydsignalene

Måling nr.	Avstand
1	0.90mm
2	0.66m
3	0.46m
4	0.63m
5	0.61m

Tabell 4: Målte verdier på 3.30m avstand i akustikktank

kunne aldri ha tid å nå fram til mottakeren før denne detekterte mottak så

det måtte være en elektronisk støy som trigget tonedekoderen. Denne støyen ble sannsynligvis generert av sendenoden under sending for så å finne en vei gjennom kabelen, enten via CAN-lederne eller via spenningsbusen og trigge tonedekoderen før den akustiske pulsen rakk å nå fram. Lignende resultater fikk man ved å bytte om på sender og mottakernode så dette måtte dreie seg om en repeterbar feil. Flere tiltak ble i en feilsøkingssprosess forsøkt for å eliminere denne støyen, blant annet følgende:

- Strømmen sendenoden sendte gjennom transduseren ble målt til 200mA og denne ble begrenset med en seriemotstand på 3Ω for å senke effekten på utsendt puls. Man forventet med dette å begrense både utsendt elektronisk støy og nivået på den akustiske pulsen, men man hadde allerede god margin for å detektere det akustiske nivået så dette burde ikke stoppe akustisk deteksjon.
- Sendefrekvensen og tonedekoderens triggefrekvens ble forandret enda en gang til 66.5kHz fordi man så at amplituden på mottakeren var lav. Sannsynligvis skyldtes dette diskretiseringen av sendefrekvensen i mikrokontrolleren og det faktum at amplitudespekteret varierer mye mellom 60 og 70kHz
- En kondensator ble koblet over lederne til spenningsbusen for å lage et lavpassfilter som kunne fjerne støy mellom disse lederne.
- Tonedekoderens båndbredde ble forsøk redusert fra ca 14% til ca 3% ved å øke kapasitansen i kondensator C6 fra kretsskjemaet.
- Frekvensen på CAN kommunikasjonen ble redusert fra 125kbit/s til 100kbit/s fordi den gamle verdien lå veldig nær det dobbelte av systemets triggefrekvens. Tonedekoderen vil kunne trigge på et signal som er det dobbelte av den egentlige triggefrekvensen.
- Det ble satt inn en optokobler for å få galvanisk skille mellom sender og mottaker. Optokobleren ble satt på et eksternt kretskort og koblet til kretskortet med ledninger. Dette inngrepet gjorde at senderkretsen og mottakerkretsen ikke lenger var identiske og kunne bytte om på sende- og mottaksmodus ved å forandre på id-bryteren.
- Ved design av kretskortet ble det ikke tatt hensyn til å skille jordsignalene for digitale og analoge delsystemer. Jord ble betraktet som et punkt med felles spenning 0V og lite hensyn ble tatt til strømmenes returvei til energikilden. Denne måten å betrakte kretsens nullnivå på kan føre til merkelig oppførsel i slike integrerte systemer, spesielt når operasjonsforsterkere med høy forsterkning benyttes fordi da kan selv små returstrømmer lage støy som forsterkes og blir betydelig [10]. Det ble derfor forsøkt å lodde på ekstra ledere fra områder på kretskortene hvor jordstrømmen så ut til å finne en vanskelig vei tilbake til batteriet

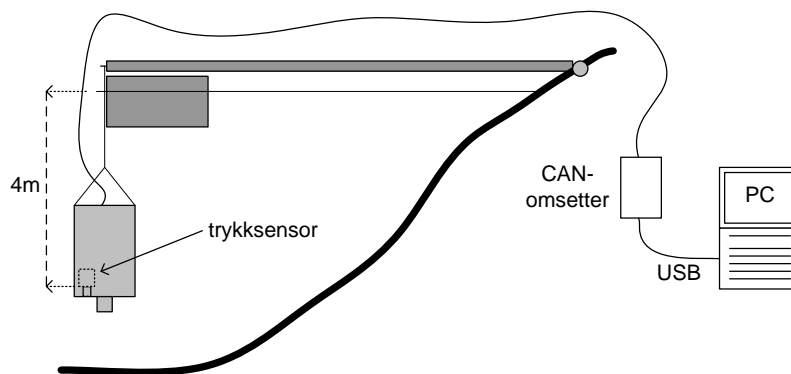
til et bedre område på kretskortet.

Ingen av disse tiltakene hadde noen forbedrende effekt på tidligdeteksjonen, men under en test ble det oppdaget at man fikk fornuftige verdier når mottaksnoden lå i tanken og var tilkoblet jordingsmåleproben på et oscilloskop. Oscilloskopet var koblet til samme jordpotensial som akustikktanken så feilen ble eliminert ved å jorde kretskortets nullnivå gjennom en av kabelgjennomføringene til vannet i tanken. Tabell 5 gjengir de nye måleverdiene.

1	5.66m
2	4.85m
3	4.56m
4	4.77m
5	4.67m
6	4.40m
7	5.05m
8	5.05m
9	4.78m
10	4.70m

Tabell 5: Målte verdier på 3.30m referanseavstand i akustikktank med mottakskretsens jord/nullnivå koblet til vannet.

4.2 Forsøk 2



Figur 23: Testoppsett for forsøk 2

Formålet med forsøk 2 var å sjekke nøyaktigheten til dybdesensorene. Forsøket ble gjort på en flytebrygge i kanalen ved Ravnkloa i Trondheim og målingene ble foretatt på land før nodene ble senket ned til 4.00m. Figur 23 viser

testoppsettet. Disse målingene vil bare dekke nedre del av måleområdet, men det vil bli antatt at sensorene et lineære opp mot større dyp. Grunnen til at ikke større dyp ble valgt var at man ikke visste hvor mye trykk husene kunne motstå og man ville ikke risikere å få vanninntrengning på elektronikken. Resultatene (omgjort fra hexformat og korrigert fra absolutt dyp til relativt dyp) er gjengitt i tabell 6. Flere målinger ble gjort under forsøket og

	Node1	Node2
dyp = 0m	0.06m til 0.20m	-0.48m til - 0.41m
dyp = 4m	4.24m til 4.31m	3.76 til 3.83m

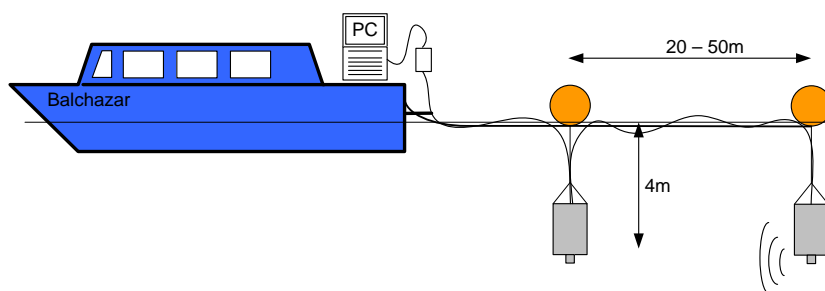
Tabell 6: Testverdier fra dybdesensorene

intervallene viser måleområdet som de fire målingene lå innenfor. Diskretiseringen fra A/D omformerer gir en oppløsning på ca. 7 cm/bit.

4.3 Forsøk 3

4.3.1 Avstandsmåling 19.80m

I tredje forsøk ønsket man å måle nøyaktigheten til avstandsmålingen ved større avstander på åpent hav. For å få så ideelle akustiske forhold som mulig ble instituttets forskningsfartøy Balchazar tatt i bruk for å frakte oss ut på Trondheimsfjorden. Lokaliteten ble valgt til et par hundre meter øst for Trondheim Biologiske Stasjon hvor strømmene og bølgene var minimale denne dagen. Dypet varierte mellom 80 og 40m etter som båten drev av gårde. Vanntemperaturen på 4 meters dyp ble sjekket på www.yr.no til 12°C som fra likning 3 gir en lydshastighet $C = 1496.5\text{m/s}$. Figur 24 viser hvordan nodene ble plassert i sjøen i forhold til hverandre bak båten.



Figur 24: Testoppsett for forsøk 3

En 19.80m lang line sikret at avstanden mellom nodene var akkurat 19.80 meter når man strammet opp ved å gå sakte forover med båten (Man hadde



Figur 25: Foto fra forsøk 3. Bildet viser målesystemet som driver bak båten. Fotograf: Jo Arve Alfredsen

først målt opp 20m line, men så ble 20cm brukt til å slå en knute rundt en blåse). De første CAN-meldingene fra mottakeren indikerte ingen akustisk kontakt så man måtte korte inn avstanden. Dette ble gjort ved å svinge om samt å benytte Balchazars jolle og få nodene til å nærme seg hverandre igjen. Det ble igjen detektert kontakt ved anslått avstand 5 meter. Deretter ble avstanden gradvis økt til man igjen mistet kontakt ved anslått avstand 15m (Øyemål av Jo Arve Alfredsen). Den siste CAN meldingen indikerte da 11.03m. Det var tydelig at forsterkningen måtte opp, og dette kunne man enkelt få til med å heise opp mottakernoden og justere på forsterkningen i det andre forsterkertrinnet til transduseren v.h.a. R32. Forsterkningen i dette leddet var i utgangspunktet 1 og ble satt opp til ca. 50.

Nytt forsøk på 20m indikerte akustisk kontakt og tabell 7 gjengir måleverdiene som ble registrert. Det virker som at det samme problemet man hadde med tidligdeteksjon man hadde i tanktesten oppstod igjen i dette forsøket, men bare for ca halvparten av gangene.

4.3.2 Avstandsmåling 49.80m

Avstanden mellom nodene ble deretter økt til 49.80m, lina strammet opp og nye målinger tatt. Tabell 8 gjengir resultatene fra denne testen.

Man ser fra tabell 8 at de fleste målene var for korte til å være realistiske med unntak av to som lå nær 50 meter. Det ble tenkt at det kunne være støy fra

Måling nr.	Avstand
1	19.33m
2	19.77m
3	3.65m
4	6.64m
5	10.44m
6	10.49m
7	5.47m
8	19.25m
9	19.45m
10	13.32m
11	19.62m
12	19.30m
13	3.99m
14	19.34m
15	3.75m
16	4.63m

Tabell 7: Måleresultater ved 19.80m

Balchazar som utløste tonedekoderen, så ekkoloddet ble slått av og motorene stoppet. Tabell 9 gjengir måleresultantene med båtmotorer og ekkolodd av.

Problemene med tidligdeteksjon i forsøk 1 i akustikk tanken ble løst ved å lage en elektronisk forbindelse mellom mottaksnodens kretskort og kabelens gjennomføringsnippel til vannet i tanken, så det ble foreslått å prøve å gjøre det samme ved CAN-omsetteren i Balchazar slik at denne og mottaksnoden fikk felles nullpunkt. En ledning ble trukket fra chassiset på CAN-mottakeren ned i sjøen, men heller ikke dette gav mer stabile resultater. 43.66m, 27.24m og 21.97m ble nå målt. Jolla ble derfor igjen brukt til å ro ut til sendenoden og heise denne opp for å jorde denne med en leder til sjøen, men under denne operasjonen sluttet sendenoden å virke så forsøket måtte avsluttes. Inspeksjon av sendenoden senere tydet på at sjøvann hadde kommet inn på kretskortet og laget kortslutning for sikringen på 250mA hadde gått.

4.4 Forsøk 4

Siden man hadde rekkevidde på 15m med forsterkningen = 1 i andre forsterkertrinn skulle det ikke være nødvendig med 50 ganger mer forsterkning for å få rekkevidden til 50m. Benytter man likning 12 finner man at $20 \log(50) - 20 \log(15) = 10.5\text{dB}$ som tilsvarer en forsterkning på ca 3.2 ganger. Man tenkte at med et forsterkningsnivå på 50 forsterket man også den elektroniske støyen til grensenivået for tonedekoderen og at det var derfor man fikk

Måling nr.	Avstand
1	7.79m
2	15.63m
3	50.02m
4	25.47m
5	6.28m
6	31.82m
7	18.17m
8	3.81m
9	26.49m
10	12.91m
11	50.77m
12	26.97m

Tabell 8: Måleresultater ved 49.80m.

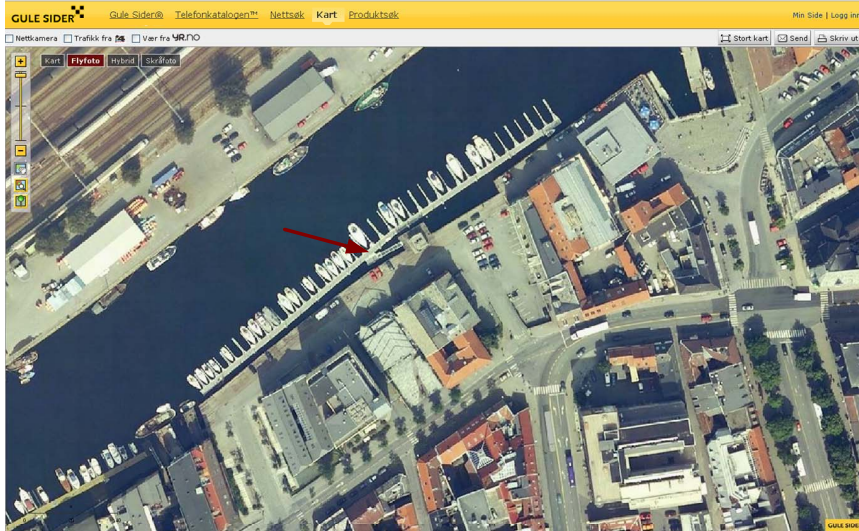
Måling nr.	Avstand
1	49.29m
2	29.76m
3	34.68m
4	23.84m
5	25.30m
6	4.12m
7	30.70m

Tabell 9: Måleresultater ved 49.80m når Balchazars motorer og ekkolodd var avslått.

disse tilsynelatende tilfeldige deteksjonene. Ved å senke forsterkningen litt igjen tenkte man at man ville bli kvitt deteksjon p.g.a. elektronisk støy.

Heldigvis gjorde ikke kortslutningen i test 3 større skade enn at man kunne bytte sikring og prøve igjen. Forsterkningen ble justert ned fra ca 50 til 30 ganger og sendenodens jord/nullpunkt ble koblet med en elektrisk forbindelse til sjøen. Denne gangen ville man også prøve å få mer nøyaktige referansemål for avstand fordi erfaringene fra test 3 var at linen som skulle gi nøyaktig avstand mellom nodene trakk seg litt sammen så avstanden ble kortere. Lokaliteten for forsøk 4 ble derfor valgt til flytebrygga i kanalen fra forsøk 2. Figur 26 viser et flyfoto av lokaliteten hentet fra www.gulesider.no. De akustiske forholdene under dette forsøket var mindre ideelle da det lå en del båter og fortøyninger og gnicket inntil brygga og dypet var bare ca 4-5m, men dette er jo samtidig en mer realistisk situasjon for et oppdrettsanlegg. Vanntemperaturen ble anslått til ca 15 grader denne ettermiddagen og i dette området må man kompensere for saltinnhold p.g.a. at Nidelvens utløp blander seg med sjøvannet og man får brakkvann. 20‰ saltinnhold ble anslått

som fra likning 3 gav lydhastighet på $c = 1487\text{m/s}$



Figur 26: Flyfoto av lokalitet for forsøk 4

Nodene ble senket ned under flytebrygga til 2-3 meters dyp slik at lyden fikk rett bane mellom nodene, og avstanden mellom dem ble gradvis økt for å se hvor lang rekkevidden var. Punktene hvor nodene ble festet til flytebrygga ble avmerket under forsøket og nøyaktig referanseverdi ble først målt opp når forsøket var over. Resultatene er gjengitt i tabell 10.

Nr	Ref=29.69m	Ref=47.10m	Ref=57.10m
1	30,41	51,29	62,55
2	29,69	47,31	38,66
3	29,62	46,86	57,78
4	29,85	47,41	77,79
5	29,87	21,99	43,05
6	29,76	47,24	35,63
7	29,72	47,36	57,70
8			57,87
9			63,14
10			64,90
11			32,87
12			58,15
13			57,69
14			58,30
15			58,50
16			58,22
17			59,44
18			30,37

Tabell 10: Måleresultater fra flytebrygga ved ravnkloa

5 Diskusjon

5.1 Dybdemåling

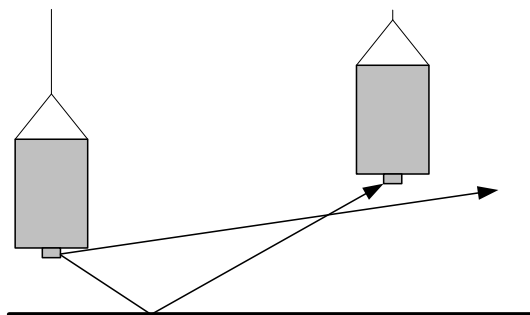
Forsøk 2 viser at begge dybdesensorene og A/D-omformerne holder O.K. nøyaktighet og meget god repeterbarhet. Node 2 later til å ha et nullpunktsavvik på -50cm og node 1 +15cm, men begge nodene virker til å ha god linearitet. Nullpunktsavviket kan korrigeres for i software, når disse først er kjent. Resultatene fra forsøk 2 dekker bare det 5% lille området nederst i sensorens måleområde, men velger man å stole på leverandørene av sensor, instrumenteringsforsterker og A/D-omformer så kan man anta at man i dybdemålingen kan oppnå en nøyaktighet på ± 4 bit eller ca 30cm.

5.2 Avstandsmåling

Resultatene fra forsøk 1 etter at man hadde fikset støyproblemet viser litt høyere resultater enn ventet. Man hadde ventet å få 3.30m for lydens gangtid mellom transduseren addert med ca. 0.6m p.g.a. tonedekoderens utgangsfiler. Dette skulle bli 3.90m. De 10 avstandsmålingene som ble tatt varierer fra 4.40m til 5.66m, men åtte av målingene ligger nærmere enn 30cm fra

gjennomsnittsverdien på 4.85m. Dette tyder på god repeterbarhet.

Årsaken til at avstandsmålingene ble for høye, kan være ytterligere tidsforsinkelser i signalgangen fra sendt puls til mottatt puls som tilsvarer én meter i avstandsmålingen, men resultatene fra Forsøk 3 og 4 tyder ikke på den samme tidsforsinkelsen. En annen mulighet kan være at siden transduserne ble plassert like under overflaten var det ikke den direkte banen mellom sender og mottaker som ble målt, men et reflektert signal. Måten husene er designet på kan gjøre at huset skygger for den strake lydbanen dersom sender og mottaker ikke er plassert på samme dyp. Figur 27 viser dette. Betrakter man figur 22 og ser for seg at lydbølgen går fra sender



Figur 27: Figuren viser hvordan huset kan skygge for transduserens lydbane oppover i vannet

til bunnen i midten av tanken for så å bli reflektert opp til mottakeren så vil dette tilsvare en lydbane på 4.4 meter. Hvis denne teorien stemmer, og når vi benytter en tidsforsinkelse som tilsvarer 0.45m fra utgangsfilteret på tonedekoderen så stemmer måleresultatene. Dersom vi i tillegg forkaster det høyeste og det laveste måleresultatet så er nøyaktigheten på denne målingen $\pm 30cm$.

Resultatene fra forsøk 3 er vanskelige å analysere med tanke på nøyaktighet siden referanseavstandene som skulle være 19.80 og 49.80m ble litt forkortet da linen trakk seg sammen. Derimot kan man se at ved referanseverdi=19.80 meter gir ca halvparten av målingene fornuftige verdier rundt 19-20m mens resten er for tidlige deteksjoner sannsynligvis som følge av støy. Ved måling på 49.80m er bare 2 av 12 verdier fornuftige. Dette indikerer at det er tilfeldig om det er støy eller den akustiske pulsen som trigger tonedekoderen og at sannsynligheten for å få en fornuftig måling avtar når referanseavstanden øker. Akustisk støy fra båten virker ikke å forstyrre målingen da 1 av 7 målinger var fornuftige etter at båtens ekkolodd og motorer var avslått, men her er det litt for få data til å kunne trekke en konklusjon. Siden man hadde behov for mer forsterkning enn først beregnet kan dette tyde på feil bruk

av tapsligningene eller feil antakelser ved beregning av propasjonstapet. Det er mulig at overgangstapet mellom transduser og vannet er feil, eller at det er gjort en feil ved å bruke ligningene på spenningsamplitude i stedet for effekten i signalet.

Ser man på resultatene fra forsøk 4 med referanseavstand = 29.69m så er samtlige 7 målinger fornuftige og 6 av disse ligger innenfor et intervall på 25cm rundt 29.72m hvilket gir meget god repeterbarhet. Gjennomsnittsverdien av disse syv ligger litt under det en kunne forvente når man tar hensyn til tidsforsinkelsen i tonedekoderens utgangsfiler som burde øke målingen med ca 0.6m, men nå må en huske at målingene er beregnet v.h.a. lydshastigheten c som igjen er beregnet fra anslåtte verdier av temperatur og saltinnhold. Hadde man benyttet $c = 1495\text{m/s}$ ville de 6 nærmeste målingene truffet perfekt.

Ved måling over lengre avstander i forsøk 4 ser man at de problemene man hadde tidligere med tidligdeteksjon kom tilbake i noen av målingene. 5 av 18 målinger ved referanseverdi = 57.10m er for korte til å kunne være detektert av den akustiske pulsen, og man kan anta at dette skyldes samme årsak som tidligere. Det som er nytt her er at det også finnes en del målinger som er har stor verdi, hvilket tyder på at tonedekoderen ved disse målingene ikke har detektert momentant på den akustiske pulsen eller at den har detektert på et reflektert signal. 4 av 18 målinger antyder lengre avstand enn referanseverdien og den ene målingen viser hele 77.78m, -20.70m mer enn referanseverdien. Årsaken til disse for høye målingene kan skyldes at den direkte lydbanen blir forstyrret ved at noe kommer i mellom sender og mottaker (Det henger jo en del forføyninger fra flytebrygga til bunn) eller det kan være at huset skygger for sin egen lyd som antydnet i figur 27. Selv om strømmene i området ble vurdert til svake kan de ha vært store nok til å vri på husene under vannet og gitt skygge bare for enkelte målinger. Refleksjoner som finner veien til mottakeren detekterer da lengre avstand

Siden de 18 målingene ved 57.10m varierer så mye er det naturlig å spørre seg om alle deteksjoner bare skyldes tilfeldig deteksjon p.g.a. støy, men det kan jo ikke være tvil at man ved å forkaste de 5 korteste målingene og de 5 høyeste målingene har en god korrelasjon på de 8 resterende målingene. Disse 8 målingene ligger alle innenfor et område på 81cm fra 57.69m til 58.50m hvilket er ganske nøyaktig det man hadde forventet med en nøyaktighet på $\pm 50\text{cm}$. Andelen av brukbare målinger er for liten til å kunne si at resultatene er bra. Selv med gode utvelgelsesalgoritmer kan feil oppstå. Får man for eksempel deteksjon på bunnekket i 10 av 15 målinger og disse har god repeterbarhet ville man komme til å si at dette målet var riktig dersom man ikke visste noe om referanseavstanden. Mer arbeid må derfor gjøres for å få stabile resultater.

Det er ikke satt inn noe filter for å fjerne støy mellom transduser og tonedekoder,

og det kan hende man hadde fått mer stabile resultater ved å benytte et båndpassfilter rundt svingefrekvensen. Grunnen til at ingen filter ble benyttet var at tonedekoderens inngang ble betraktet som et med båndpassfilter med senterfrekvens rundt triggefrekvensen og båndbredde bestemt av kondensator C6. Tidsrammen tillot ikke å implementere og teste dette, men filter bør tas med i neste versjon for å sikre god stabilitet.

Neste spørsmål er om man kunne fått enda bedre deteksjon ved å redusere forsterkningen fra forsterkertrinn 2 ytterligere, -for eksempel fra 30 til 20 ganger. Dette skulle fortsatt vært tilstrekkelig til å trigge tonedekoderen slik beregningen over viser, og samtidig ville man forsterket støyen 10 ganger mindre. Dette spørsmålet er vanskelig å besvare, så det burde blitt forsøkt, dessverre tillot ikke tiden dette. Man kan tenke seg at dette ville gitt færre tidligdeteksjoner, men det kunne også gitt flere deteksjoner over referanseverdien. Resultatene tyder jo på at av og til ble den direkte lydbanen brutt eller så var nivået på dette signalet for lavt til å trigge tonedekoderen. Dersom det andre er tilfelle ville en reduksjon i forsterkningen da gitt flere overdeteksjoner eller kanskje også ingen deteksjon. Her har man for lite data til å trekke noen konklusjon.

Ser man på rekkefølgen til disse måleresultatene så ser man at det kom en serie på 5 gode målinger fra og med nr. 12 til og med nr. 16, ellers virker målingene å være ganske tilfeldige. Dette tyder på at de fysiske forholdene forandret seg gjennom testen, men å finne hva som er årsaken til dette vil være en umulig oppgave med så lite data. Det kan være alt fra at temperaturen sank inni husene til at brygga og båtene forflyttet seg i forhold til hverandre.

Dersom man ikke får løst problemene med for tidlige og for sent ankommede deteksjoner, kan man likevel prøve å lage et målesystem som måler samme avstand mange ganger for så å velge ut de dataene som er mest relevante. I så fall må en sofistikert utvelgelsesalgoritme implementeres som analyserer dataene på en liknende måte som ble gjort i forsøkene her. Får man flere målinger av samme avstand kan man i tillegg beregne den statistiske middelveien til de fornuftige målingene og på denne måten oppnå bedre nøyaktighet.

5.3 Design

Hvert delsystem fungerer som antatt så det kan slås fast at funksjonelt sett er denne delen av designet bra. Hver enhet burde i tillegg hatt en temperatursensor for å kunne bestemme lydshastigheten c nøyaktig. Tidligere ble det antatt at én temperaturmåling for hele systemet ville være tilstrekkelig, men siden temperaturen kan variere mye fra overflaten til 40m dyp burde hver

node ha temperatursensor så temperaturgradienten kunne blitt bestemt og bedre nøyaktighet oppnås. I tillegg burde det fra starten av prosjektet blitt vist mer hensyn til dette med støyproblematikk. For eksempel burde jordpotensialet blitt separert for å unngå at store laststrømmer returneres tilbake gjennom samme kabelbaner som lavnivåsignalene og på denne måten skaper støy. Flere tiltak burde blitt gjort for å hindre at elektronisk støy ble overført mellom nodene gjennom kabelen. For eksempel burde det fra starten av blitt vurdert om optokobler skulle benyttes og eventuelt lavpassfilter på spenningsbusen. Optokobler ble satt inn på mottaksnoden i en feilsøkingsprosess i slutfasen av dette prosjektet med den følge at enhetene ikke lenger var identiske. Etter dette kunne man ikke lenger bytte om på sender og mottaker v.h.a. id-bryteren. Ideellt sett burde alle noder i et slikt system være like for å lett kunne erstatte defekte noder, så den opprinnelige løsningen med spenningsbus bør beholdes

Kretskortet viste seg å være mindre bra designet. At returveiene til jord fra enkelte soner på kretskortet var krøklete er allerede nevnt. Kretskortet burde vært produsert av flere enn 2 lag kobber med et eget plan dedikert til jordpotensialet. Det må også nevnes at viasene (gjennomføringene) på kortet viste seg å være veldig ustabile. Det kunne hende under en test at gjennomføringer som tidligere hadde fungert fint plutselig mistet kontakten til den tilhørende kabelbanen. Spesielt følsomme var viasene der headere var loddet fast fordi disse ble utsatt for krefter hver gang de ble koblet sammen med en kontakt. Mye tid gikk med til feilsøking på grunn av dette. Stabiliteten hadde helt sikkert blitt bedre om kretskortene hadde blitt produsert av en profesjonell leverandør. Under montering viste det seg at spenningsregulatoren ikke kunne settes rett ned i kretskortet så et par av pinnene måtte bøyes rundt hverandre for å bytte plass. Før eventuelt flere noder produseres bør dette rettes opp i.

Når en likespenning kobles over en spole vil man få kortslutning. Dette var man klar over at kunne skje med L1 allerede tidlig i prosjektet, men da burde det blitt satt inn en jumper slik at denne kretsen enkelt kunne brytes. På et tidlig programmeringsstadium ble utgangen ved en feil satt høy og det oppstod en kortslutning. Det gikk ikke å sette spenning på kretsen og omprogrammere mikrokontrolleren før kobberbanen til spolen var skåret av. En jumper ville gjort dette lettere.

Kretsen har et stort optimaliseringspotensial når det gjelder strømforbruk og plass. Mikrokontrolleren er for eksempel ikke utnyttet til det maksimale, og det kan vurderes å erstatte denne av en enklere modell som krever mindre strøm og plass. Eventuelt kunne strømsparingsfunksjoner i AT90CAN32 og andre komponenter blitt tatt i bruk. Siden man først må ha kabel mellom enhetene burde batteriet blitt eliminert til fordel for energi gjennom kabelen. Dette ville gitt mindre hus og lettere vedlikehold, men også en ny vei for

eventuell støy mellom nodene.

Prototypehusene er veldig tunge og upraktiske. De ble bygget for testformål, og vil ikke uten videre være enkle å montere på en oppdrettsmerd. Siden transduserne peker nedover og fordi designet skygger for sin egen lydimpuls kan det virke som det ikke er mulig å sende lydimpulser oppover i vannet. En bedre løsning kunne være å montere transduseren på siden slik at transduseren pekte inn mot merden og fikk fri bane til de andre nodene.

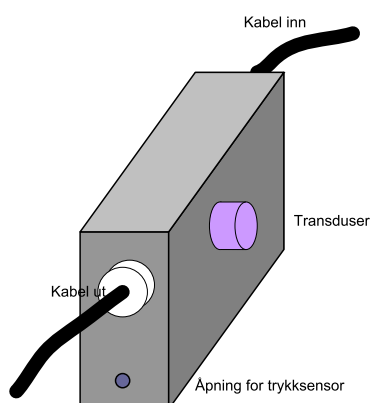
6 Konklusjon

Målesystemet måler dybde med tilfredsstillende nøyaktighet, og har vist potensiale til god nøyaktighet i avstandsmålingen. Det har ennå noen ustabiliteter ved måling av avstand, ved at bare en del av avstandsmålene er relevante. -spesielt gjelder dette avstander opp mot 50m. Det bør være mulig å bedre stabiliteten ved å identifisere støykildene som skaper tidligdeteksjon og eliminere/ignorere disse samt å finne den optimale totale forsterkningen som gir god rekkevidde og samtidig gjør systemet robust mot støy. For sent ankommet deteksjon er vanskeligere å eliminere da disse sannsynligvis betyr at den rette lydbanen fra sender til mottaker er forstyrret. Systemet virker tilsynelatende bra under forhold som kan minne om realistiske forhold rundt et oppdrettsanlegg med mye mekanisk støy og refleksjoner, men her gjenstår flere tester før en kan si noe sikkert. Alt i alt har måleprinsippet vist seg meget lovende og prosjektet bør tas videre til utvikling av en prototype som måler formen på en oppdrettsmerd og kan testes in situ.

7 Videre arbeid

Følgende bør forbedres før neste versjon av nodene produseres:

- Nodene bør utstyres med temperatursensorer i tillegg til trykksensor og transduser for å kunne bestemme temperaturgradienten i vannet og få bedre nøyaktighet.
- Støybegrensende tiltak må forbedres og et båndpassfilter bør settes inn før tonedekoderen for å filtrere vekk støy.
- Nodene bør optimaliseres med hensyn på energibruk og plass
- Testdesignet holder mål for dette prosjektet, men fordi kretskortene har en del ustabile forbindelser kan ikke disse settes i drift som de er. En del utbedringer må også gjøres med designet av huset for å gi dette en håndterlig størrelse og form. Figur 28 viser et forslag til design som gjør at noden lett kan festes på merdveggen med transduseren pekende inn i merden.
- Siden det allerede er kabel mellom nodene bør også tilførselsenergien overføres via kablen og batteriene tas ut.



Figur 28: Forslag til design av fremtidig node

For prosjektets videre utvikling må flere noder produseres. Programmet må videreutvikles til å kunne styre et målesystem med flere noder og holde styr på de store mengder data som blir produsert. I tillegg må en datamaskin settes opp til å ta inn alle meldingene som kommer og behandle disse. Det bør være et filter basert på tidligere data og kjennskap til merdens dynamikk som avgjør om et nytt innkommende avstandsmål viser et fornuftig resultat og kan brukes, eller om det må forkastes. Visualisering av oppdrettmerden basert på måleresultatene må også implementeres.

APPENDIX

A Programkode

oppgave.c

```
1 #include <math.h>
2 #include <stdio.h>
3 #include <avr/io.h>
4 #include <util/delay.h>
5 #include <avr\interrupt.h>
6 #include "helpfunctions.h"
7 #include "can.h"
8
9 //globale variabler
10 unsigned char id;
11 union can_frame avstand, feilmelding, dybde;
12
13 ISR(TIMER1_CAPT_vect){ //kjøres når tonedekoder låses
14     unsigned char lav, hoy;
15     TIMSK1=TIMSK1&~(1<<ICIE1); //Deaktiverer ICR interrupt
16     //stopp timer1
17     TCCR1B = TCCR1B & ~(1<<CS12) & ~(1<<CS11) & ~(1<<CS10);
18     lav = ICR1L; //les av capture registre
19     hoy = ICR1H;
20     avstand.data[0] = hoy;
21     avstand.data[1] = lav;
22     avstand.id = 0x12; //Setter CAN-pakkens ID
23     avstand.length = 2;
24     send_can_frame(&avstand);
25 }
26
27 ISR(TIMER1_OVF_vect){ //kjøres når det ikke er deteksjon
28     TIMSK1=TIMSK1&~(1<<ICIE1); //Deaktiverer ICR interrupt
29     //stopp timer1
30     TCCR1B = TCCR1B & ~(1<<CS12) & ~(1<<CS11) & ~(1<<CS10);
31     feilmelding.id = 0x52;
32     feilmelding.data[0] = 0xee; //ee indikerer feil
33     feilmelding.data[1] = 0xee;
34     feilmelding.length = 2;
35     send_can_frame(&feilmelding);
36 }
37
38 ISR(INT0_vect){ //kjøres når sp.bus går lav
39     TCNT1H = 0; //Reset timer 1
40     TCNT1L = 0;
41     TCCR1B=TCCR1B|(1<<CS11); //start timer1 8x prescaler
42     TIFR1 = TIFR1 | (1<<ICF1); //reset interrupt flagg
43     TIMSK1=TIMSK1|(1<<ICIE1); //Aktiver ICR interrupt
44 }
45
46 ISR(TIMER0_COMP_vect){ //Brukes til generering av lyd puls
47     PORTC = ~PORTC; //Inverter porten
48 }
49
50 ISR(ADC_vect){ //a-d omsetter ferdig
51     unsigned char lav, hoy;
52     unsigned int res;
53     float dyp;
```

```

54     lav = ADCL;           //les data fra a/d omformer
55     hoy = ADCH;
56     res = (lav+(hoy * 256)); //konverterer fra 2x char til int
57     dyp = res*6.877;     //dyp i hele cm
58     res = (unsigned long int)dyp;
59     dybde.data[3] = (unsigned char) (res & 0x00ff);
60     res = (res>>8);
61     dybde.data[2] = (unsigned char) res;
62     if(id==1){dybde.id = 1;}
63     else if (id==2){dybde.id = 2;}
64     dybde.length = 4;
65     send_can_frame(&dybde);
66 }
67
68 int main()
69 {
70     unsigned char i;
71     cli();           // disable all interrupts
72
73     /* initialisation of pins*/
74     //Utganger på PORTC lave for ikke å få kortslutning gjennom Lp
75     PORTC = 0x00;
76     DDRC = 0xff;
77     // lysdioder initielt av
78     PORTA = (1<<PORTA7)|(1<<PORTA6)|(1<<PORTA5);
79     DDRA = (1<<PORTA7)|(1<<PORTA6)|(1<<PORTA5);
80
81     DDRG = (1<<0) | (1<<1) | (1<<2) | (1<<3)| (1<<4);
82
83     /*pinner som ikke benyttes konfigureres som utganger*/
84     DDRB = 0xff;
85     DDRD = DDRD | 0x8e;
86     DDRE = 0xff;
87     DDRF = DDRF | 0x0e;
88     DDRG = DDRG | 0x1e;
89
90     /*identifisering*/
91     i = PINA;
92     id = i & 0x0f;
93     if (id == 1){
94         led_one_on();
95     }
96     else if(id == 2){
97         led_two_on();
98     }
99     else{
100        led_three_on();
101    }
102    _delay_ms(1000);
103    led_one_off();
104    led_two_off();
105    led_three_off();
106
107    /*initialisering av AD omsetter*/
108    /*internal 2.56V reference, ADC0 single ended, gain=1*/
109    ADMUX = (1<<REFS1) | (1<<REFS0) | (0<<ADLAR) | (0<<MUX4) | (0<<MUX0);
110    /*AD enable, ADinterrupt enable, prescaler divisionfactor = 64*/
111    ADCSRA = (1<<ADEN) | (1<<ADIE) | (1<<ADPS2) | (1<<ADPS1);
112
113
114    if (id == 1){
115        /*initialisering av frekvensgenerator*/

```

```

116     init_buzzer(66500); //tar inn frekvens i Hz
117 }
118
119 else if (id == 2){
120     /* Init av tidtakningstimer*/
121     TCCR1A = 0; //normal mode
122     //Input capture noise canceler on, not running;
123     TCCR1B = (1<<ICNC1) | (0<<CS12) | (0<<CS11) | (0<<CS10);
124     //ICR interrupt enabled, tim-overflow interrupt enabled, falling edge
125     TIMSK1 = (1<<ICIE1) | (1<<TOIE1) | (0<<ICES1);
126     /* Init av external interrupt */
127     EICRA = (1<<ISC01) | (0<<ISC00); //falling edge detection
128     EIMSK = (1<<INT0); //external interrupt 0 enabled
129 }
130
131
132 init_can(); // initialisering av canbus.*/
133
134 sei(); // set Global Interrupt Enable */
135
136 for (;;) {
137     /* loop for id == 1*/
138     if (id == 1) {
139         _delay_ms(2000);
140         ADCSRA = ADCSRA | (1<<ADSC); //start AD_omsetter
141         _delay_ms(1000);
142         buzz(50);
143         _delay_ms(5000);
144     } //
145
146     /* loop for id == 2*/
147     else if (id == 2) {
148         _delay_ms(700);
149         ADCSRA = ADCSRA | (1<<ADSC); //start AD_omsetter
150         _delay_ms(8000);
151     }
152 }
153 return 0;
154 }

```

helpfunctoins.c

```

1 #include <math.h>
2 #include <avr/io.h>
3 #include <stdio.h>
4 #include <util/delay.h>
5 #include <avr\interrupt.h>
6
7 void led_one_on() {
8     PORTA = (PORTA&0xdf);
9 }
10 void led_two_on() {
11     PORTA = (PORTA&0xbf);
12 }
13 void led_three_on() {
14     PORTA = (PORTA&0x7f);
15 }
16
17 void led_one_off() {
18     PORTA = (PORTA|0x20);
19 }
20 void led_two_off() {

```

```

21     PORTA = (PORTA|0x40);
22     }
23 void led_three_off(){
24     PORTA = (PORTA|0x80);
25     }
26
27 unsigned char check_if_button_pushed(){
28     unsigned char i;
29     i = PINA;
30     i = i | 0xEF;
31     if (i == 0xEF){ //button pushed
32         return 1; //returnerer 1 om knappen er trykket
33     }
34     else{
35         return 0;
36     }
37 }
38
39 void init_buzzer(long int frekv){
40     //init timer0
41     TCCR0A = (1<<WGM01) | (0<<CS00); //CTC mode, not running
42
43     long int cpuclk = 8000; //kHz
44     long int frekvens = frekv; //Hz
45     long int klokkesykler_per_halv_bolgelengde=(cpuclk*1000)/(frekvens*2);
46
47     OCR0A = (int) klokkesykler_per_halv_bolgelengde;
48     }
49
50 void buzz (int pulslengde){
51     PORTG = (1<<0); //sett spenningsbus lav
52     TCNT0 = 0; //reset timer 0
53     TIMSK0 = (1<<OCIE0A); //Match interrupt enabled timer0
54     //timer0 running. No prescaling, clear on compare
55     TCCR0A = (1<<CS00) | (1<<WGM01);
56     _delay_ms(pulslengde);
57     TCCR0A = (0<<CS00) | (1<<WGM01); //stop timer,
58     TIMSK0 = (0<<OCIE0A); //Interrupt Disabled
59     PORTC = 0x00; //Utganger på PORTC lave
60     PORTG = (0<<0); //slipp spenningsbus opp igjen
61 }

```

Referanser

- [1] Ferroperm Piezoceramics A/S. <http://www.ferroperm-piezo.com>.
- [2] Atmel. http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc7679.pdf.
- [3] Burr-Brown. <http://www.farnell.com/datasheets/9364.pdf>.
- [4] Jens M. Hovem. *The physics of Sound in Underwater Environments*. Addison – Wesley, 1994.

- [5] The UK's National Measurement Laboratory. <http://resource.npl.co.uk/acoustics/techguides/soundpurewater/content.html#LUBBERS>.
- [6] Pål F. Lader and Birger Enerhaug. Experimental Investigation of Forces and Geometry of a Net Cage in Uniform Flow. *IEEE Journal of oceanic engineering*, 30(1):79–84, 2005.
- [7] Microchip. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/21667E.pdf>.
- [8] I. Mohus and B. Holand. *Fish Telemetry Manual*. SINTEF-Report, 1983.
- [9] Fiskeri og Havbruksnæringens Landsforbund FHL. <http://www.fhl.no/statistikk/nye-rekorder-i-eksport-av-sjoemat-article3342-10.html>, mai 2009.
- [10] Analog Devices Paul Brokaw. http://www.analog.com/static/imported-files/application_notes/135208865AN-202.pdf.
- [11] National Semiconductor. Lmc567 low power tone decoder. <http://www.national.com/ds/LM/LMC567.pdf>, Juni 1999.
- [12] Donald O. Thompson. Technique for Generation of Unipolar Ultrasonic Pulses. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 35(450-456):1661–1668, 1988.
- [13] Wikipedia. <http://no.wikipedia.org/wiki/Sj%C3%B8vann>, mai 2009.
- [14] Wikipedia. http://en.wikipedia.org/wiki/RL_circuit, juni 2009.
- [15] Wikipedia. http://en.wikipedia.org/wiki/Controller%E2%80%93area_network, mai 2009.