

# Utvikling av akustisk multifrekvens fisketelemetrimottaker

**Eivind Brandsæter Hvam**

Master i teknisk kybernetikk

Innlevert: juni 2013

Hovedveileder: Jo Arve Alfredsen, ITK

Medveileder: Åge Grønningsæter, Thelma Biotel

Norges teknisk-naturvitenskapelige universitet  
Institutt for teknisk kybernetikk





## MASTEROPPGAVE

Kandidatens navn: Eivind Brandsæter Hvam  
Fag: Teknisk kybernetikk  
Oppgavens tittel: Utvikling av akustisk multifrekvens fisketelemetriemottaker  
Engelsk tittel: Development of acoustic multi-frequency fish telemetry receiver

### Oppgavens tekst

Akustisk biotelemetri er en metodikk som gjør det mulig å fjernmåle fisks individuelle atferd og variable i dens lokale miljø ved hjelp av miniatyriserte elektroniske ultralydsendere (merker) som bæres av fisken. Den tradisjonelle anvendelsen av denne metodikken har vært innen forskning på villfisk, men i den senere tid har man også lansert akustisk biotelemetri som en måte å observere oppdrettsfisk, både i forskningssammenheng og i regulære driftssituasjoner. Med hensyn til anvendelser innen oppdrett, er det behov for at et større antall fisk kan merkes samtidig og at dataraten økes. En måte å møte denne utfordringen på er å fordele senderne over flere frekvenser, men dette krever at mottakerutstyret kan motta på flere frekvenser samtidig. Denne oppgaven dreier seg derfor om utvikling av en multifrekvensmottaker med utgangspunkt i den eksisterende telemetriemottakeren TBR-700 (Thelma Biotel AS). Oppgaven tar utgangspunkt i resultater fra nylig gjennomført prosjektoppgave og omfatter følgende punkter:

- Gjennomføre en kartlegging av transducerens frekvensrespons og følsomhet i det ønskede frekvensområdet. Dette inkluderer simulering av transducermodell, måling av elektrisk impedans til et utvalg av transducere både fritt i luft og nedsenket i vann montert i innkapslingen, og bestemmelse av aktuelle parametrene i transducermodell.
- Optimalisere transducerens frekvensrespons ved hjelp av tuningnettverk. Modellering, simulering og måling av tuningnettverkets innvirkning på transducerens elektriske impedans. Teoretisk og eksperimentell bestemmelse av hensiktsmessig verdi på tuningen.
- Utvikling av programvare for multifrekvensmottak og realisering av fysisk mottaker for testing i sjø. Utprøving av mottaker for kartlegging av oppnåelig båndbredde og praktisk antall kanaler.
- Teoretisk studium av aktuelle teknikker for å øke telemetrilinkens eksisterende datarate basert på multifrekvensmottak og senderens (begrensede) muligheter.
- Dokumentasjon og diskusjon av resultater og potensial for videre utvikling av mottakeren.

Oppgaven gitt: 17. januar 2013  
Besvarelsen leveres innen: 13. juni 2013  
Utført ved: Institutt for teknisk kybernetikk, NTNU  
Veileder: Jo Arve Alfredsen, ITK, NTNU  
Åge Grønningsæter, Thelma Biotel AS

Trondheim, 17. januar 2013

Jo Arve Alfredsen  
Faglærer



# Forord

Jeg har siden jeg var veldig liten vært interessert i fiske og friluftsliv. Gjennom skoleårene ble jeg også glad i realfag i tillegg til en økende interesse for teknologi. Derfor var det spennende å kunne kombinere disse interessene gjennom studiespesialiseringen *Fiskeri og Havbruk* innenfor teknisk kybernetikk.

Før valg av prosjektoppgave våren 2012 hadde jeg hørt litt om biotelemetri, men det var først da jeg fikk presentert en mulig oppgave jeg virkelig forsto at dette var noe man synes var spennende. Et telemetrisystem omfatter mange forskjellige fagdisipliner. Noen eksempler på dette er måleteknikk, trådløs kommunikasjon, akustikk, signalbehandling og tilpassete datasystemer. Dette var en fin mulighet for å bruke mye av kunnskapen opparbeidet gjennom studiet innenfor et for meg veldig interessant fagfelt.

Denne oppgaven bygger videre på arbeid gjort i forbindelse med prosjektoppgaven høsten 2012. Målet var da å planlegge og implementere en algoritme for multifrekvens signalmottak. En mulig begrensende faktor var antatt å være regnekapasiteten i mikrokontrolleren, men ved å implementere de mest tidkrevende operasjonene med assemblerkode, hadde systemet fortsatt 40-45 % ledig regnekapasitet når mottakeren lyttet på 7 kanaler samtidig. Et usikkerhetsmoment var derimot hvor stor båndbredde som var oppnåelig. Derfor er det i denne oppgaven blant annet blitt fokusert på å kartlegge frekvensresponsen til transducere. I tillegg har en målsetning vært å lage en komplett mottaker for utprøving i sjø.

Det er flere jeg vil takke for hjelp med arbeidet. Kan starte med å takke Lasse Løvstakken og Hans Torp ved AHL-avdelingen på St. Olavs Hospital for lån av HP 4194A *Impedance/gain-phase analyzer* som ble brukt for å karakterisere transducere. Jeg vil takke post doc. Arnfinn Aas Eielsen for å ta seg tid til å diskutere og gi råd om piezoelektriske svingere, Terje Haugen og Per Inge Snildal for å produsere innkapslinger av ABS-plast og hjelpe til med gode og kreative løsninger og Thelma Biotel for å stille opp med utstyr og god hjelp underveis til blant annet innstøping av transducere og montering av kretskort. Sist, men ikke minst, vil jeg takke mine veiledere Jo Arve Alfredsen (ITK, NTNU) og Åge Grønningsæter (Thelma Biotel) for god hjelp og oppfølging gjennom hele arbeidet.

Trondheim juni 2013

Eivind Brandsæter Hvam



# Sammen drag

Hovedmålet med arbeidet har vært å utvikle en fungerende multifrekvens fisketeletrimottaker, og arbeidet bygger videre på resultater fra prosjektoppgave utført høsten 2012. Multifrekvens signalmottak avhenger av at transduceren har tilstrekkelig følsomhet i det aktuelle frekvensområdet. Derfor er det blitt gjort kartlegging og modellering av transducerens frekvensrespons. Dette innebærer målinger både uten innkapsling (i luft) og med innkapsling (i luft og vann).

Transduceren som i utgangspunktet ble brukt i TBR-700 var en piezoelektrisk sylinder med lengde 12,5 mm, diameter 13,6 mm og tykkelse 1 mm. Målinger av transducerens frekvensrespons uten innkapsling i luft viste to resonansfrekvenser i området 60-80 kHz der mottakeren er tenkt å operere. Årsaken til dette viste seg å være koblede vibrasjoner i lengde- og radiellretning, som er sterkest når forholdet mellom lengde og diameter er i nærheten av  $\pi/2$ . I tillegg til den ekstra resonanstoppen viser teoretiske betraktninger at forskyvningene i lengde- og radiellretning vil være i motfase ved den aktuelle resonanstoppen. Dette ble observert ved at den effektive koblingskoeffisienten var vesentlig lavere enn materialets koblingskoeffisient.

På grunn av disse oppdagelsene ble det gjort en teoretisk analyse som viste at det kunne være hensiktsmessig å redusere lengden til transduceren. Målinger på transducer med lengde 8 mm viste økt effektiv koblingskoeffisient og den ekstra resonanstoppen ble mye mindre dominerende og forflyttet seg ut av det aktuelle frekvensområdet. Mindre lengde reduserer arealet og kapasitansen til transduceren, men det kan motvirkes ved å benytte to kortere transducere mekanisk isolert, koblet i parallell og plassert ovenfor hverandre.

Tester gjort med forenklet innkapsling (bare den delen der transduceren sitter) viste at den mekaniske resonansfrekvensen flyttet seg nedover i spekteret fra 66,6 til rundt 60 kHz for transducer med lengde 8 mm. Hvis man tuner ut kapasitansen til transduceren ved resonans, vil da følsomhetsområdet bli sentrert rundt 60 kHz. Noen metoder for å flytte det oppover i spekteret igjen kan være reduksjon av sylinderens radius, endre innkapsling eller velge lavere verdi på spolen brukt i tuningen.

Målinger gjort på transducer (lengde 8 mm) montert i komplett innkapsling viste en frekvensrespons som lignet på en kombinasjon av responsen målt for transducer med og uten forenklet innkapsling. Dette tyder på at det kan bli gjort optimaliseringer av selve innkapslingen eller i teknikk brukt for å feste transduceren. Isolasjon av en enkelt resonanstopp vil være en fordel ettersom det vil forenkle designet og gi jevnere mottakerfølsomhet.

Det har blitt realisert en fysisk mottaker som har blitt testet i sjø. Testene viser mottak av ping på alle testfrekvensene som lå i området 63-75 kHz, og loggen fra flashminnet viser sekvenser der ping fra to sendere blir detektert om hverandre og dekodet riktig. Likevel er det ping som burde blitt godkjent som ikke blir registrert. Det kan tyde på at triggernivåene trenger mer tuning.

I valg av kommunikasjonsteknikk må en ta hensyn til karakteristikken til undervannslinken der systemet skal brukes, men også hvilke muligheter og begrensninger mottakeren og senderne har. De mest aktuelle teknikkene i første omgang ser ut til å være OFDM og FSK. Algoritmen som er implementert benytter puls-posisjonsmodulasjon på flere parallelle

ortogonale frekvenskanaler (OFDM), men fortsatt støtter bare hver enkelt sender én frekvens. En forbedring kan for eksempel være å konfigurere senderne til å benytte flere frekvenser og dermed øke dataraten. FSK («frequency shift keying») er et alternativ, som ofte blir brukt framfor PSK («phase shift keying») hvis det er nødvendig med en robust teknikk og det er tilstrekkelig båndbredde tilgjengelig. En fordel med både FSK og OFDM er at de kan utnytte den effektive DFT-algoritmen implementert i mottakeren.



# Summary

The main objective has been to develop a working acoustic multi-frequency fish telemetry receiver. The work is based on results from a project carried out in autumn 2012. When considering multi-frequency signal reception, it is important that the transducer has sufficient receiving voltage sensitivity for the relevant frequencies. Therefore, there have been done characterization and modeling of the transducer's frequency response. It involves both measurements with (in air and water) and without (in air) encapsulation.

The transducer, which was originally implemented in TBR-700, was a piezoelectric cylinder with length 12,5 mm, diameter 13,6 mm and thickness 1 mm. Measurements of the frequency response revealed two resonance frequencies between 60-80 kHz where the receiver is supposed to operate. After some research, the reason appeared to be coupled vibrations in the radial and axial directions, which is strongest when the length to diameter ratio is close to  $\pi/2$ . In addition to the extra resonance top, theory shows that the vibrations in radial and axial direction are out of phase.

Based on the new information, it was made a theoretical analysis which indicated that reduced length could improve the performance. Measurements were made on transducers with length 8 mm, and the results showed an increase in the effective coupling coefficient along with reduced influence from the extra resonance top. Shorter cylinder would lead to reduced surface area and capacitance. One possible solution is to use two shorter transducers mechanically insulated, coupled in parallel and placed on top of each other.

Tests with simplified encapsulation (just the part where the transducer is placed) showed a shift in the mechanical resonance from 66,6 to about 60 kHz when the transducer is 8 mm in length. If the tuning is set to cancel out the capacitance at resonance, the receiver voltage sensitivity would be centered around 60 kHz. To increase the center frequency one may use a cylinder with smaller radius, change the encapsulation or reduce the inductance of the tuning.

The frequency response of a transducer (length 8 mm) mounted in the final encapsulation looked like a combination of a transducer with and without simplified encapsulation. This observation indicates that improvements of encapsulation or techniques for attaching the transducer could improve system performance. Isolation of one single resonance top is attractive because of smoother receiving sensitivity, but it would also make the system design easier.

A complete receiver was constructed and tested in the sea. The experiment shows signal detections on all the tested frequencies from 63-75 kHz, and the log retrieved from flash memory contains sequences where pings from two transmitters have been detected at the same time and successfully decoded. Yet there are missing pings, which indicate that trigger levels may be further optimized.

The choice of communication technique must take into account the characteristics of the underwater acoustic channel where the system is supposed to operate, but also consider the receiver and transmitters possibilities and constraints. Two techniques of special interest are orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) and frequency shift keying (FSK). The algorithm implemented is based on pulse-position modulation on several orthogonal frequency channels (OFDM), but currently each transmitter only supports transmission on

one single frequency at the time. Therefore, to achieve higher data rates, one solution is to configure the transmitters to send signals on multiple frequencies. FSK is an option that is often used instead of phase shift keying (PSK) if a robust communication technique is required and sufficient bandwidth is available. One advantage with both FSK and OFDM is utilization of the efficient DFT-implementation in the receiver.

# Innhold

1	INNLEDNING .....	1
<b>DEL I</b>	<b>FORSTUDIE.....</b>	<b>4</b>
2	OPPBYGNING OG EGENSKAPER TIL EN AKUSTISK TELEMETRIMOTTAKER MED FOKUS PÅ TBR-700.....	5
2.1	<i>Transducere</i> .....	5
2.2	<i>Forsterker</i> .....	23
2.3	<i>Signalbehandling</i> .....	23
3	UNDERVANNSKOMMUNIKASJON .....	24
3.1	<i>Faktorer som påvirker evnen til å sende signaler under vann</i> .....	24
3.2	<i>Kommunikasjon på flere frekvenskanaler</i> .....	28
4	EKSISTERENDE TEKNOLOGI.....	30
4.1	<i>Mottakere beregnet på fisketeleometri</i> .....	30
4.2	<i>Akustiske modemer</i> .....	31
<b>DEL II</b>	<b>KARTLEGGING AV TRANSDUCERENS FREKVENSPRESPONS OG UTVIKLING AV MULTIFREKVENSTELEMETRIMOTTAKER .....</b>	<b>32</b>
5	KARTLEGGING OG MODELLERING AV TRANSDUCERE .....	33
5.1	<i>Transducere med <math>L = 12,5</math> mm, <math>r = 6,8</math> mm og <math>t = 1</math> mm</i> .....	35
5.2	<i>Transducere med <math>L = 8</math> mm, <math>r = 6,8</math> mm og <math>t = 1</math> mm</i> .....	45
5.3	<i>Tuning med spole i parallell og estimering av mottakerfølsomheten</i> .....	52
5.4	<i>Modellering i 2-dimensjoner og bestemmelse av piezoelektriske konstanter</i> .....	59
6	REALISERING OG TESTING AV MULTIFREKVENSTELEMETRIMOTTAKER .....	61
6.1	<i>Programvare</i> .....	61
6.2	<i>Fysisk realisering</i> .....	63
6.3	<i>Testing i sjøen</i> .....	64
<b>DEL III</b>	<b>AVSLUTTENDE ARBEID .....</b>	<b>69</b>
7	DISKUSJON .....	70
7.1	<i>Problemstillinger</i> .....	70
7.2	<i>Transducernes frekvensrespons</i> .....	70
7.3	<i>Modeller</i> .....	77
7.4	<i>Tuning</i> .....	78
7.5	<i>Realisering og testing av fysisk mottaker</i> .....	81
7.6	<i>Teoretisk vurdering av aktuelle teknikker for å øke telemetrilinkens eksisterende datarate</i> .....	82
8	VURDERING AV POTENSIAL FOR VIDERE UTVIKLING AV MOTTAKEREN .....	85
9	KONKLUSJON .....	86
<b>DEL IV</b>	<b>VEDLEGG .....</b>	<b>88</b>
VEDLEGG A	MÅLINGER AV FREKVENSPRESPONS .....	89
A.1	<i>Målinger på transducere med <math>L = 12,5</math> mm <math>r = 6,8</math> mm og <math>t = 1</math> mm</i> .....	89
A.2	<i>Målinger på transducere med <math>L = 8</math> mm <math>r = 6,8</math> mm og <math>t = 1</math> mm</i> .....	92
A.3	<i>Test med forskjellige spoler koblet i parallell</i> .....	93
VEDLEGG B	RESULTATER FRA TEST PÅ FJORDEN .....	97
B.1	<i>Komplett tabell over detekterte og godkjente ping</i> .....	97
B.2	<i>Side 64, 55 og 44 fra flashminnet</i> .....	98
REFERANSER	.....	105

# 1 Innledning

TBR-700 er navnet til en akustisk telemetrimottaker utviklet av Thelma Biotel (Trondheim). Den har som formål å innhente informasjon fra ultralydsendere plassert på fisk. Et mulig bruksområde er i villfiskforskning, men et prosjekt ved navn *TeleFish* går ut på å se om denne teknologien også kan være aktuell innenfor oppdrettsnæringen. Idéen bak prosjektet er å se om biotelemetri kan fungere som en ny metode for å overvåke fiskens atferds og dens interaksjon med miljøet rundt.

Biotelemetri er et begrep som blir brukt om fjernmåling på dyr. Typisk vil da dyret bære et merke utstyrt med en eller flere sensorer. Merket kan enten lagre informasjon for senere innhenting eller sende ut informasjon trådløst. Relevant informasjon fra fiskemerker kan være svømmeaktivitet, dybde, hjerterate eller statusinformasjon om miljøet rundt. Hvis man har merket et tilstrekkelig antall individer, kan denne informasjonen brukes til å estimere statistiske variabler for hele populasjonen. Bruk av akustiske bølger muliggjør at data fra mange forskjellige fisk kan sendes og deretter analyseres i nær reell tid. Denne informasjonen vil være aktuell i både forskningssammenheng og under normal drift av anleggene.

Et eksempel er under fôring. De merkete fiskene kan da fungere som indikatorer på om fisken er sulten eller ikke. Dette forutsetter at man vet hvilke kjennetegn man ser etter, og når det gjelder fôringsatferd har dybdemålinger vist seg som en mulig kandidat (Føre, Alfredsen, & Gronningsater, 2011). Andre potensielle bruksområder kan være deteksjon av sykdom, rømming, stress og hvordan fiskens atferd påvirkes av miljøet rundt. Informasjon fra fisken kan for eksempel i fremtidige systemer bli brukt sammen med modeller i operatørstøttesystemer. Dette er en tendens man ser fra prosessindustrien generelt, der nye operatørstøttesystemer kan bistå operatøren med å identifisere prosessens tilstand, planlegge driften og utføre aksjoner (Onshus, 2011).

Veien fra å overvåke villfisk til bruk i dagens storskala oppdrettsanlegg kan by på noen utfordringer. For det første må signalene nå fram til mottakeren. Luft i svømmeblæren til fisken kan føre til mye refleksjoner og spredning av de akustiske signalene. Vanligvis vil kystnære lokaliteter og marine arbeidsplasser ha høyt støynivå, systemdesigneren må derfor sette robuste kriterier for designet (Catipovic, 1990). I tillegg vil faren for signalkollisjoner være større med økende antall fisk i samme området.

TBR-700 støtter i utgangspunktet puls-posisjons modulasjon. Dette går ut på at data blir kodet ved hjelp av varierende avstand mellom lydpuiser. En utfordring er at signaler kan ta flere veier fram til mottakeren. For å hindre feildeteksjoner velger man ofte å legge inn lange pauser mellom påfølgende signaler slik at ekkoer dør ut. En annen faktor som senker oppnåelig datarate er at fiskemerkene sender ut signaler relativt sjelden for å minimere faren for kollisjoner med signaler fra andre merker. Det er fordi de aktuelle senderne bare har mulighet til å gi ut signaler, og vet dermed ikke om en annen sender er aktiv.

For å imøtekomme disse utfordringene er en løsning å sende på flere frekvenser samtidig. Hvis frekvenskanalene er tilstrekkelig separert, kan man fordele signaler på forskjellige kanaler slik at man reduserer/fjerner problemet mer flerveisinterferens. Det er flere faktorer som gjør undervannskommunikasjon utfordrende og forskjellig fra radiokommunikasjon. Lav

lydhastighet, frekvensavhengig absorpsjon og tidsvarierende medium er utfordringer som setter begrensninger for oppnåelig datarate og rekkevidde.

Båndbredden vil være en viktig faktor med tanke på valg av modulasjonsteknikk. Derfor er det viktig å vite hvilken båndbredde et gitt system har, og hvordan denne kan påvirkes slik at designet blir så optimalt som mulig. Fysiske objekter har resonansfrekvenser som påvirkes av geometri og materialeegenskaper. Transducere til TBR-700 er en sylindrisk tube med elektroder på inn- og utsiden av veggen. Forholdet mellom ulike dimensjoner er relevant for den akustiske ytelsen til transducerne (Aronov, Brown, & Bachand, 2007). Et kvalifisert valg av lengde, radius og tykkelse vil derfor være viktig. I den forbindelse er det nyttig med målinger på de fysiske transducerne, som sammen med modeller kan brukes til å undersøke ulike konfigurasjoner og egenskaper til transducerene.

Ideelt sett er det ønskelig med jevn mottakerfølsomhet i operasjonsområdet til TBR-700, som i utgangspunktet er tenkt å være 60-80 kHz. En mulighet for å tune mottakerfølsomheten er å koble en spole i parallell. Dette kan øke mottakerfølsomheten i nærheten av resonans, og gjør responsen lignende et båndpassfilter (Sherman & Butler, 2007). En relevant problemstilling i den forbindelse er hvilken spoleverdi man skal velge for tuningen og hva som påvirker dette valget.

Den effektive koblingskoeffisienten er mye brukt i praktisk transducerdesign som en ytelsesindeks for å vurdere nye eller foreslåtte design (Woollett, 1966). Det er fordi den gir et mål på hvor effektivt energi kan overføres fra akustisk til elektrisk, eller motsatt. Ved å beregne denne for aktuelle resonanstopper, kan man se hvor godt man utnytter potensialet i transducere.

Når en modell skal velges og vurderes, er det viktig å ta hensyn til hvilke antagelser modellen bygger på og når disse antagelsene gir en god beskrivelse av virkeligheten. En transducer med utforming som en tube kan være kort, tynnvegget, lang eller en mellomting. I tillegg kan dipolene i det piezoelektriske materialet være polarisert i forskjellige retninger. Med tanke på multifrekvens signalmottak er det en fordel at modellen kan gi et uttrykk av mottakerfølsomheten. Transducere som er brukt i TBR-700 har lengde lik 12,5 mm, radius lik 6,8 mm og tykkelse lik 1 mm og polariseringen er i radiellretning. Et relevant spørsmål vil for eksempel da være om denne transducere kan antas å være kort, eller hva som er konsekvensene om denne antagelsen ikke er gyldig.

Både innkapsling og vannmotstand vil påvirke transducere. Innkapslingen bør for eksempel ivareta transducerens egenskaper slik at den kan operere mest mulig effektivt (gi høy effektiv koblingsfaktor). Økt masse på grunn av innkapsling kan føre til at resonansfrekvensen blir forskjøvet. Hvis denne forskyvningen blir stor, kan det være nødvendig å endre radiusen til transducere (Sharapov, 2011, s. 294). En karakterisering vil derfor være viktig for å gi nødvendig vurderingsgrunnlag.

Denne oppgaven tar utgangspunkt i resultater gjort i forbindelse med prosjektarbeid utført høsten 2012. Gjennom det arbeidet ble én-frekvensversjonen av TBR-700 (utviklet av Thelma Biotel) programmert til å støtte mottak på flere frekvenser samtidig. Testene som ble gjennomført ble da for det meste gjort uten transducerkarakteristikken (sender og mottaker ble koblet direkte sammen med ledninger). Her er en kort oppsummering av hovedkonklusjonene fra prosjektoppgaven:

- TBR-700 kan konfigureres til å lytte på vilkårlige frekvenser i området 60-80 kHz.

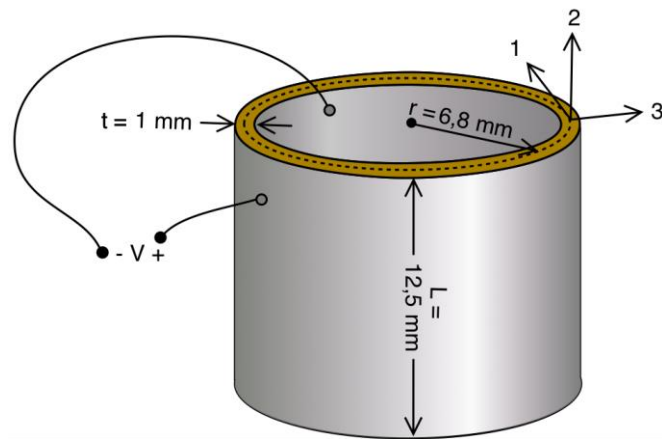
- Ved å øke antall punktprøver per DFT-beregning kunne frekvenskanalene ligge tettere (fra 3 til 2 kHz mellom hver kanal).
- Å vekte signalsekvensen med et hammingvindu gav et bra kompromiss ettersom kanalene kunne ligge forholdsvis tett i frekvens (tynn hovedlobe) samtidig som at faren for krysstale ble holdt liten (reduksjon av sideløber).
- Mottakeren ble testet på 7 kanaler samtidig (med fortsatt 40-45 % ledig kapasitet). Programmering av kritiske deler av koden i assembler, som tok i bruk spesielle instruksjoner beregnet på digital signalbehandling, førte til økt regnekapasitet i systemet.
- Responsen til transduceren var et usikkerhetsmoment og det ble ikke gjort tester i vann.

Selv om en del problemstillinger ble besvart, var det en del punkter som trengte videre undersøkelser og analyse. Ettersom transduseren er veldig viktig i akustisk kommunikasjon, har det i den videre utviklingen blitt fokusert på å kartlegge, modellere og analysere transducerens frekvensrespons. I tillegg har det vært en målsetning å få realisert en komplett mottaker for testing i sjø, som gir muligheten for mer realistiske tester av virkemåten til systemet.

Det eksisterer mange forskjellige modulasjonsteknikker med ulike styrker og svakheter. En vurdering av kanalkarakteristikken i kombinasjon med mulighetene til mottaker og sendere er viktige faktorer for valg av kommunikasjonsteknikk. Samtidig er det ønskelig med robust overføring og høye datarater. I tillegg til en vurdering av den eksisterende algoritmen, vil det bli gjort et teoretisk studium av aktuelle teknikker for å øke ytelsen til systemet. Til slutt vil det bli gjort en vurdering av potensial for videre utvikling av mottakeren.

# Del I

## Forstudie



**Figur 2.1** Piezoelektrisk transducer som opererer i 31-modus (dimensjonene samsvarer med de som i utgangspunktet er brukt i TBR-700).

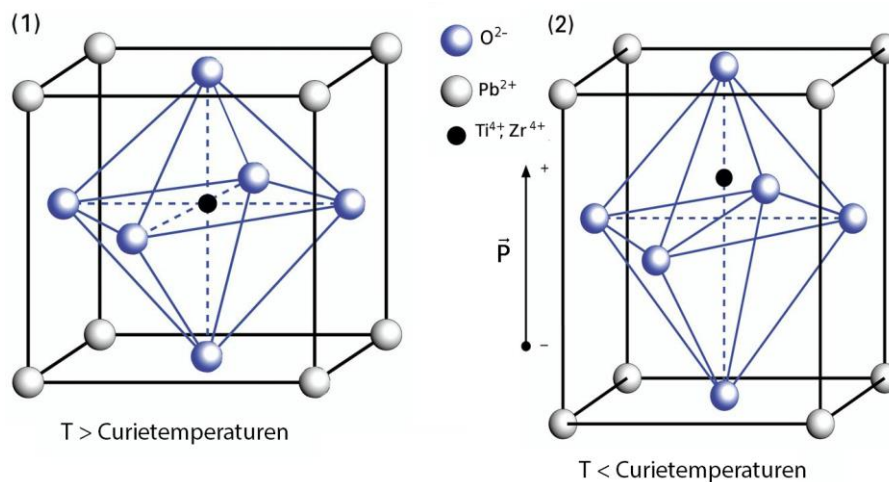
## 2 Oppbygning og egenskaper til en akustisk telemetrimottaker med fokus på TBR-700

### 2.1 Transduceren

En transducer har til oppgave å konvertere mellom ulike energiformer. Transducere som konverterer akustisk energi til elektrisk energi blir kalt hydrofoner. På lignende måte blir transducere som konverterer elektrisk energi til akustisk energi kalt projektorer eller transmittere. Noen typer kan bli brukt som både mottaker og sender, piezoelektriske transducere er eksempler på dette.

TBR-700 bruker en tynnvegget piezoelektrisk keramisk ring med elektroder på inn- og utsiden for å overføre variasjoner i trykk (akustisk energi) til variasjoner i spenning (elektrisk energi). En slik transducer er illustrert i Figur 2.1. Materialet brukt i sylindringen er av typen PZT7, som er én av flere variasjoner av materialer laget av Bly-Zirkonat-Titanat (PZT).

Når noen spesielle krystaller blir utsatt for mekanisk sammenpressing, blir de elektrisk



**Figur 2.2** PZT-krystallstruktur over og under curietemperaturen (basert på en figur hetet fra <http://www.physikinstrumente.com/en/products/primages.php?sortnr=400600.00>)

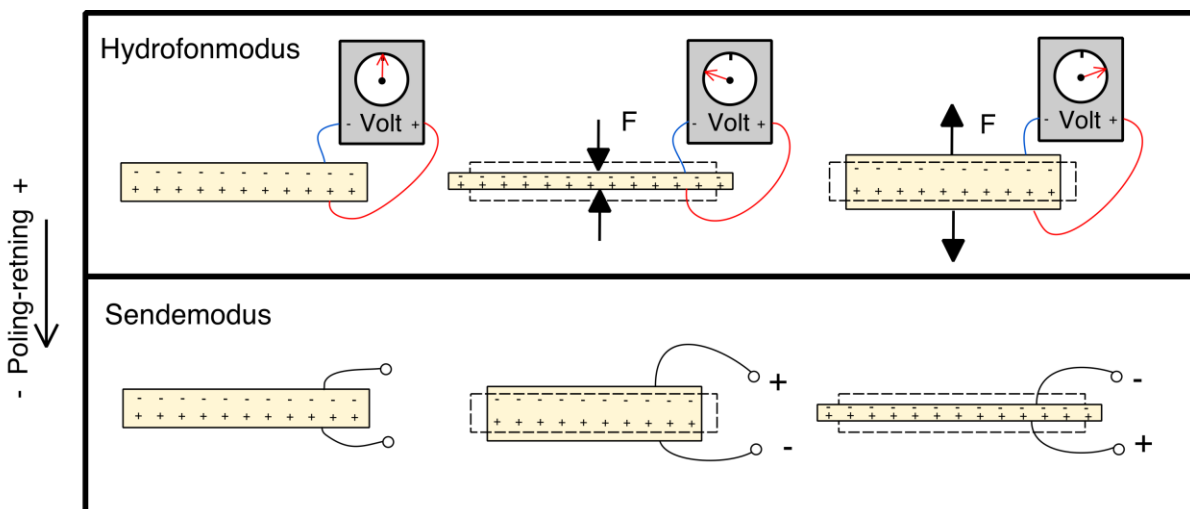


polarisert, og graden av polarisering er proporsjonal med påført belastning. Dette fenomenet blir kalt den piezoelektriske effekten. På lignende måte vil et slikt materiale bli deformert hvis det utsettes for et elektrisk felt. Det er på grunn av denne to-veis virkemåten at piezoelektriske transducere både kan brukes som hydrofoner og som transmittere.

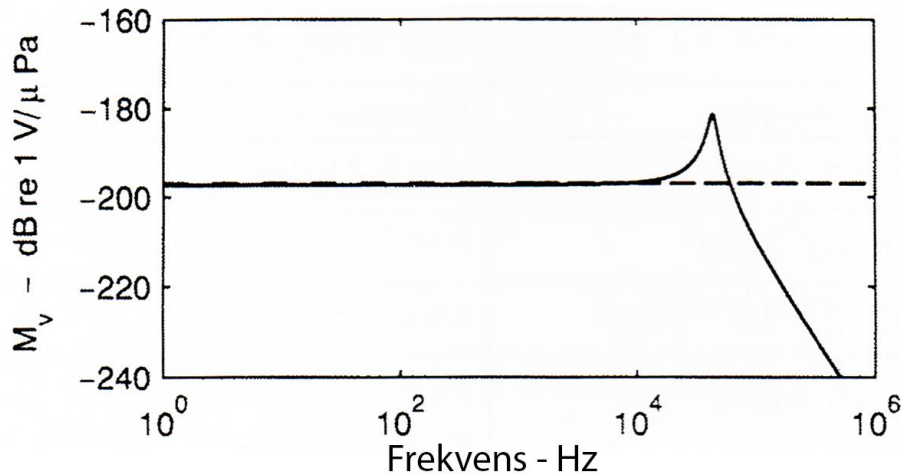
For å forklare hvorfor den piezoelektriske effekten oppstår må man se på krystallstrukturen i materialet. Over en temperatur kalt curietemperaturen har krystallene en kubisk struktur, som er vist i Figur 2.2 (1). I en slik symmetrisk struktur om sentrum er det ingen dipoler. Under curietemperaturen vil derimot strukturen gå over til å bli usymmetrisk, noe som fører til at hvert krystallmolekyl får en elektrisk dipol (Figur 2.2 (2)). I utgangspunktet vil krystallene ha en ganske vilkårlig orientering i forhold til hverandre, som da vil gi en netto polaritet omtrent lik null for hele elementet. I piezoelektriske materialer er det som regel ønskelig at alle dipolene peker i én retning. For å oppnå dette brukes en prosess kalt poling. Dette går ut på å utsette materialet for et sterkt elektrisk felt ved en temperatur like under curietemperaturen (Waanders, 1991). Dipolene vil da legge seg parallelt med det elektriske feltet, og materialet vil bli litt forlenget i den retningen. Når feltet og temperaturen så senkes, vil molekylene beholde mye av denne polariseringen.

Den sylindriske transduceren, som er omtalt tidligere, er polarisert i radiellretning (retning 3 i Figur 2.1). Når elektrodene er plassert på inn- og utsiden av ringen, vil en påført spenning medføre at krystallene i det piezoelektriske materialet enten bli presset mer sammen eller mer fra hverandre avhengig av polariteten. Dette er illustrert nederst i Figur 2.3. Hvis spenningen oscillerer, vil deformasjonene av materialet bred seg til mediet rundt med frekvens bestemt av spenningen. På lignende måte vil mottatte akustiske bølger føre til deformasjoner, som gir spenningsvariasjoner som kan måles (øverst i Figur 2.3).

Et isotropisk materiale har samme egenskaper uavhengig av orientering. Dette er ikke tilfellet for et polarisert piezoelektrisk materiale. Likevel kan en tynnvegget transducer bli sett på som isotropisk (Haskins & Walsh, 1957), men det forutsetter at veggene er tynne slik at andre dimensjoner blir dominerende og at polariseringen er i radiell retning. En fordel



**Figur 2.3** Illustrerer piezoelektrisk effekt i vegg på en transducer. Øverste del viser hvordan dekompresjon på grunn av påført kraft fører til variasjoner i målt spenning mellom elektroder på over- og undersiden. På lignende måte vil påført spenning mellom platene føre til deformasjon (nederste del).



**Figur 2.4** Illustrasjon av mottakerfølsomheten til en sylindrisk transducer. Hentet fra (Hovem, 2010).

med denne antagelsen er at man da kan ta i bruk mer generell teori om mekaniske vibrasjoner gjort av for eksempel Love (1920).

### 2.1.1 Ulik bruk av transducere

#### Hydrofoner

To ulike kategorier av hydrofoner er (1) de som er beregnet for generelle målinger og (2) de som er spesielt tilpasset en spesifikk applikasjon. Den største forskjellen mellom disse to typene er følsomheten og frekvensresponsen (Au & Hastings, 2009). For generelle målinger er det ofte nødvendig med høy følsomhet over et bredt bånd av frekvenser, mens spesielt tilpasset transducere ofte er mer frekvensselektive (mer smalbandet).

Fysiske gjenstander har forskjellige resonansfrekvenser avhengig av materialegenskaper, størrelse og form. Dette gjelder også transducere, og er avgjørende for transducerens følsomhet og frekvensrespons. For eksempel vil en ring ha resonans når omkretsen er lik den akustiske bølgelengden i materialet (Hovem, 2010). Aronov (2009) viser hvordan en sylindrisk transducer kan modelleres som et koblet system som består av en ring og en stav. Den fundamentale resonansfrekvensen til en stav er

$$f_{stav} = \frac{c}{2L} \quad (2.1)$$

mens den for en ring er

$$f_{ring} = \frac{c}{2\pi r} \quad (2.2)$$

Der  $c$  er lydhastigheten i elementet,  $L$  er lengden til cylinderen og  $r$  er radiusen. Størrelsen på ulike dimensjonene påvirker altså plasseringen av resonansfrekvensene. Når resonansfrekvenser ligger nær hverandre, vil de kunne påvirke hverandre.

Figur 2.4 illustrerer hvordan mottakerfølsomheten kan se ut for en sylinder med radiell polarisering. Først er det et flatt område der  $M_v$  er tilnærmet konstant. Dette området egner seg for transducere som trenger jevn følsomhet i et stort frekvensområde (type 1). Båndbredde til disse vil typisk være fra omtrent null i frekvens fram til litt under første resonanstopp. For transducere som trenger høy følsomhet i et lite område kan det være

fordelaktig å operere rundt resonans (type 2). Dette tilsvarer toppen av  $M_v$ , som gjør at transducere fungerer mer som et båndpassfilter i et smalt område.

Ytelsen til en hydrofon bestemmes i stor grad av signal til støyforholdet. Økt mottakerfølsomhet vil derfor ikke nødvendigvis gi høyere deteksjonsevne hvis både støy og signal forsterkes likt. Avgjørende faktorer for deteksjonsevne er det omkringliggende støynivået i sjøen, indre støy fra hydrofonene og støy fra forsterkeren (Sherman & Butler, 2007).

### Transmittere

For å få overført mest mulig energi til vannet, er det vanlig å operere transmittere i nærheten av der transducere har en mekanisk resonansfrekvens. Et unntak er for transmittere brukt i målinger (Aronov et al., 2007). I det tilfellet ønsker man å sende ut omtrent samme signalstyrke for mange ulike frekvenser, som kan oppnås ved å operere i flate områder utenfor resonansfrekvensene.

### Kombinasjon (reversible transducere)

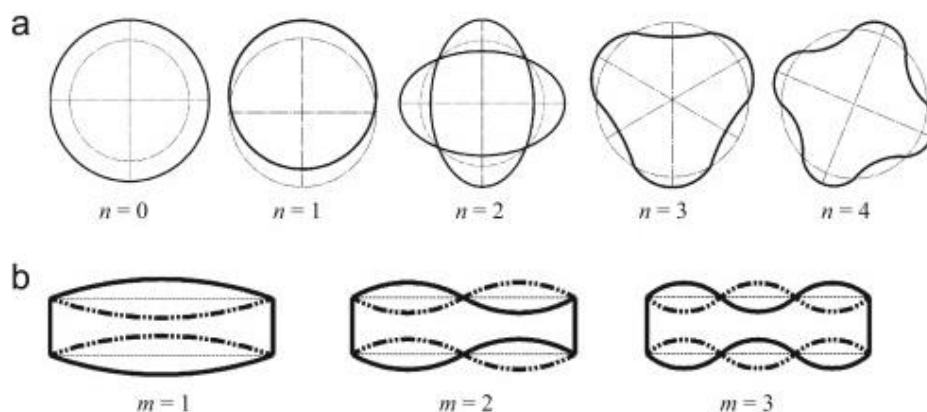
I for eksempel modemer opererer transducere både som sender og mottaker. Av samme grunn som med transmittere er det da nødvendig å operere i nærheten av en resonansfrekvens for å få mest mulig effektiv energioverføring. Dette gjør at båndbredden blir begrenset til et relativt smalt område rundt resonans, men som vi skal se senere kan båndbredden tunes ved hjelp av en spole.

### 2.1.2 Vibrasjonsmoder til sylindere

Den piezoelektriske effekten medfører at en påført spenning gir endringer i sylinderens veggtykkelse. På samme måte fører sammenpressing av veggene (på grunn av deformasjonskrefter) til variasjoner i spenning. Disse endringene i veggtykkelse gjør at både lengden og diameteren til cylinderen varierer, og når disse dimensjonene er mye større enn tykkelsen til veggen, vil bevegelse i radiell- og aksialretning dominere. En sylinder har mange ulike vibrasjonsmoder både for resonanser i lengderetningen og i omkretsretningen.

### Vibrasjonsmoder i omkretsretningen

Figur 2.5 a) viser hvordan fasongen til ulike svingemoder i omkretsretningen ser ut. Hvis cylinderen er kort, vil dette tilsvare resonansfrekvensene til en ring. Resonansfrekvensen til



**Figur 2.5** Svingemoder til sylindere: a) i omkretsretningen og b) i lengderetningen. Figuren er hentet fra (Farshidianfar, Farshidianfar, Crocker, & Smith, 2011).

den fundamentale moden ( $n = 0$  i figuren) er den TBR-700 i utgangspunktet er konfigurert til å operere i nærheten av.

### Vibrasjonsmoder i lengderetningen

I lengderetningen vil fasongen til vibrasjonsmodene ha lignende karakteristikk som en lang stav som svinger. Dette er illustrert i Figur 2.5 b). Sylinderne er der tegnet inn liggende, og konturene viser hvordan vibrasjonsfasongen endres langs lengden til sylinderen. Mode  $m = 1$  gir da stor radiell hastighet midt på sylinderen og avtagende hastighet mot endene. Ettersom bevegelsen er størst midt på sylinderen, kan denne moden benyttes til å lage direktive sendere. Dette kan være praktisk hvis man for eksempel vil sende signaler horisontalt i sjøen. Ved å konsentrere energien mot mottakeren kan man oppnå bedre rekkevidde og høyere ytelse.

#### 2.1.3 Direktivitet

Sylindriske transducere er som regel omni-direktive i det horisontale plan (2 dimensjoner). I hvert fall om man betrakter de fundamentale vibrasjonsmodene for omkrets- eller lengderetningen. Omni-direktiv betyr at mottatt signalstyrke er uavhengig av orientering. Hvis høyden i tillegg er liten i forhold til bølgelengden til lyden i mediet rundt, vil hele transduceren utsettes for tilnærmet samme trykk. I det tilfellet kan den anses som omni-direktiv i 3 dimensjoner. Lydhastigheten i sjøvann er omtrent lik 1500 m/s som for frekvensintervallet 60 – 80 kHz gir bølgelengder på 1,9 – 2,5 cm. Til sammenligning har transduceren, som i utgangspunktet er brukt i TBR-700, høyde lik 1,25 cm. I tillegg må innkapslingen tas i betraktning når man vurderer om man kan anta at samme trykk virker over hele arealet. Små transducere (sammenlignet med bølgelengden i mediet) vil altså ikke påvirke lydbildet vesentlig, mens store transducere vil interferere med lydbølgene.

#### 2.1.4 Modellering

##### Kort sylinder som opererer i 31-modus

Den følgende modelleringen er ekvivalent med modeller gitt i (Sherman & Butler, 2007) og (Hovem, 2010). Når polariseringen er i retning 3, og lengdeendring av materialet hovedsakelig skjer i retning 1, sier vi at transduceren operer i *31-modus*. Det er forholdet mellom de ulike dimensjonene som avgjør i hvilken retning lengdeendringen blir størst. Hvis det er i én retning deformasjonen og stresskreftene dominerer, er det mulig å forenkle modellene ved å neglisjere andre retninger. I modellen nedenfor er det antatt at høyden er vesentlig mindre enn diameteren og at veggtykkelsen er vesentlig mindre enn radiusen.

De piezoelektriske basisligningene for en kort sylinder i 31-modus kan skrives som:

$$\begin{aligned} \text{Relativ lengdeendring i omkretsretning: } S_1 &= s_{11}^E T_1 + d_{31} E_3 \\ \text{Elektrisk flukstetthet i radiellretning: } D_3 &= d_{31} T_1 + \varepsilon_{33}^T E_3 \end{aligned} \quad (2.3)$$

Første ligning forteller hvor mye større diameteren er i forhold til hva den er i hviletilstand når det virker én spenning  $T_1$  tangetsielt i ringveggen og et elektrisk felt  $E_3$  i radiell retning. Koeffisienten  $s_{11}^E$  forteller da hvor stor relativlengdeutvidelse det blir i retning 1 på grunn av  $T_1$ . En koeffisient som dukker opp i både ligningen for  $S_1$  og  $D_3$  er  $d_{31}$ . Den kan enten defineres som relativ lengdeutvidelse per enhet med elektrisk feltstyrke (i første ligning), eller den kan beskrive andel elektrisk polarisering generert i materialet per enhet med mekanisk spenning i ringveggen (i andre ligning). Den siste koeffisienten er permittiviteten

$\varepsilon_{33}^T$ , som multiplisert med elektrisk feltstyrke gir det andre bidraget til flukstettheten. Flukstetthet blir ofte også kalt dielektrisk foskynvning.

Det er ønskelig å sette opp en modell for hvordan ringen svinger i radiellretning. Det er fordi en slik modell kan beskrive den dynamiske oppførselen til transducere rundt den fundamentale moden i radiell retning der TBR700 skal operere. Ettersom vi nå bare betrakter lengdeendringer av materialet i omkretsretningen, er første skritt å finne sammenhengen mellom  $S_1$  og endring av radiusen  $\Delta r$  (se venstre del av Figur 2.6). Når omkretsen øker, vil også ringens radius bli større. Dette kan beskrives på følgende måte:

$$S_1 = \frac{2\pi(r + \Delta r) - 2\pi r}{2\pi r} = \frac{\Delta r}{r} \quad (2.4)$$

I tillegg trenger man å finne kreftene som virker i radiellretning for å sette opp en kraftbalanse for bevegelsen. Høyre del av Figur 2.6 viser hvordan de tangentielle spenningene ( $T_1$ ) også gir et bidrag til en kraft  $F_3$  i radiellretning. Hvis man betrakter en liten vinkel  $\Delta\theta$ , så blir

$$F_3 \approx -\Delta\theta F_1 = -\Delta\theta LtT_1 \quad (2.5)$$

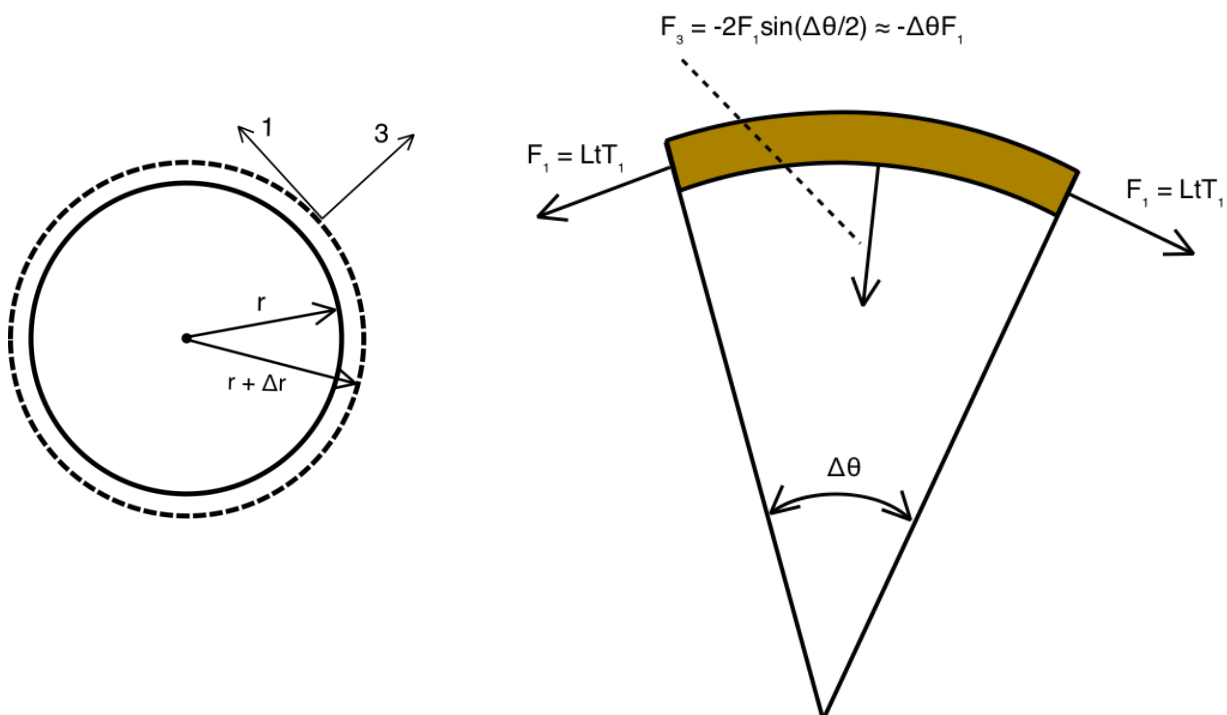
For hele sirkelen blir da

$$F_3 \approx -2\pi LtT_1 \quad (2.6)$$

Videre kan man sette opp Newtons 2. lov i radiellretning slik:

$$M\ddot{\Delta r} = -R_m\dot{\Delta r} - 2\pi LtT_1 + F \quad (2.7)$$

Kraften  $F$  vil her representere påvirkningen fra trykkbølgene i mediet rundt ringen. Hvis elementet er lite i forhold til bølgelengden til lyden i mediet, kan man anta likt trykk over



**Figur 2.6** Venstre: Utvidelse av ringens omkrets, som fører til at radiusen øker. Høyre: spenninger i ringveggen fører til en kraft  $F_3$  i radiellretning.

hele overflaten. Da blir kraften lik trykket multiplisert med arealet ( $F = p \cdot A$ ).  $R_m$  skal uttrykke mekanisk demping, som her er satt proporsjonal med svingehastigheten. Og  $M$  er massen til ringen. For å oppsummere så vil altså lengdeutvidelsen av materialet føre til variasjon i radiusen. Massen vil derfor svinge i radiellretning og man får kraftbalansen gitt i ligning (2.7).

Ved å isolere  $T_1$  i ligning (2.3) får man

$$T_1 = \frac{1}{s_{11}^E} (S_1 - d_{31}E_3) = \frac{1}{s_{11}^E} \left( \frac{\Delta r}{r} - d_{31}E_3 \right) \quad (2.8)$$

Dette kan deretter erstatte  $T_1$  i ligning (2.7) og gir da

$$\begin{aligned} M\ddot{\Delta r} &= -R_m\dot{\Delta r} - 2\pi Lt \frac{1}{s_{11}^E} \left( \frac{\Delta r}{r} - d_{31}E_3 \right) + F \\ &= -R_m\dot{\Delta r} - \frac{2\pi Lt}{s_{11}^E r} \Delta r + \frac{2\pi Lt d_{31}}{s_{11}^E} E_3 + F \end{aligned} \quad (2.9)$$

Hvis man innfører at  $K = \frac{2\pi Lt}{s_{11}^E r}$ ,  $N = \frac{2\pi Lt d_{31}}{s_{11}^E}$  og  $E_3 = V/t$ , så blir kraftbalansen lik

$$M\ddot{\Delta r} = -R_m\dot{\Delta r} - K\Delta r + NV + F \quad (2.10)$$

$K$  er et uttrykk for stivheten til ringen, mens  $V$  er spenningen mellom elektrodene.  $N$  kan bli sett på som en transformasjonsfaktor, som blir mer tydelig når man snart setter opp en elektrisk ekvivalentkrets av transduceren.

I frekvensdomenet kan ligning (2.10) skrives som

$$\left( Mj\omega + R_m + \frac{K}{j\omega} \right) \Delta \dot{r} = NV + F \quad (2.11)$$

Hvis man i tillegg inkluderer akustisk strålingsimpedans  $Z_r$  (forklares nærmere i eget avsnitt) blir uttrykket for bevegelsen i radiellretning til slutt

$$\left( Mj\omega + R_m + \frac{K}{j\omega} + Z_r \right) \Delta \dot{r} = NV + F \quad (2.12)$$

Neste trinn benytter ligningen (2.3) for flukstettheten for å finne et uttrykk for strømmen  $I$  i den resulterende ekvivalentkretsmodellen. Setter man inn at  $S_1 = \frac{\Delta r}{r}$  i ligningen (2.3) blir flukstettheten lik

$$D_3 = \frac{d_{31}}{s_{11}^E} \left( \frac{\Delta r}{r} - d_{31}E_3 \right) + \varepsilon_{33}^T E_3 = \frac{d_{31}}{s_{11}^E} \cdot \frac{\Delta r}{r} + \left( \varepsilon_{33}^T - \frac{d_{31}^2}{s_{11}^E} \right) E_3 \quad (2.13)$$

Det elektriske feltet er gitt av spenningen over elektrodene delt på avstanden, slik at  $E_3 = V/t$ . Strøm er lik ladning per sekund:  $I = dQ/dt$ , og den totale ladningen på elektrodene er  $Q = 2\pi r L D_3$ . Dette kombinert med ligning (2.13) gir at strømmen blir

$$\begin{aligned} I &= \frac{2\pi L d_{31}}{s_{11}^E} \Delta \dot{r} + j\omega \frac{2\pi r L}{t} \left( \varepsilon_{33}^T - \frac{d_{31}^2}{s_{11}^E} \right) V \\ &= N\dot{\Delta r} + j\omega C_p V \end{aligned} \quad (2.14)$$

Der  $C_p$  er

$$C_p = \frac{2\pi r L}{t} \left( \epsilon_{33}^T - \frac{d_{31}^2}{s_{11}^E} \right) = \frac{2\pi r L \epsilon_{33}^T}{t} (1 - k_{31}^2) \quad (2.15)$$

Her er det også innført den elektromekaniske koplingskoeffisienten  $k_{31} = d_{31} \sqrt{\frac{1}{s_{11}^E \epsilon_{33}^T}}$  som gir et mål på hvor stor andel av energien som i teorien kan bli overført fra akustisk til elektrisk (og motsatt) for en ring i 31-modus.

For en ideell transformator er

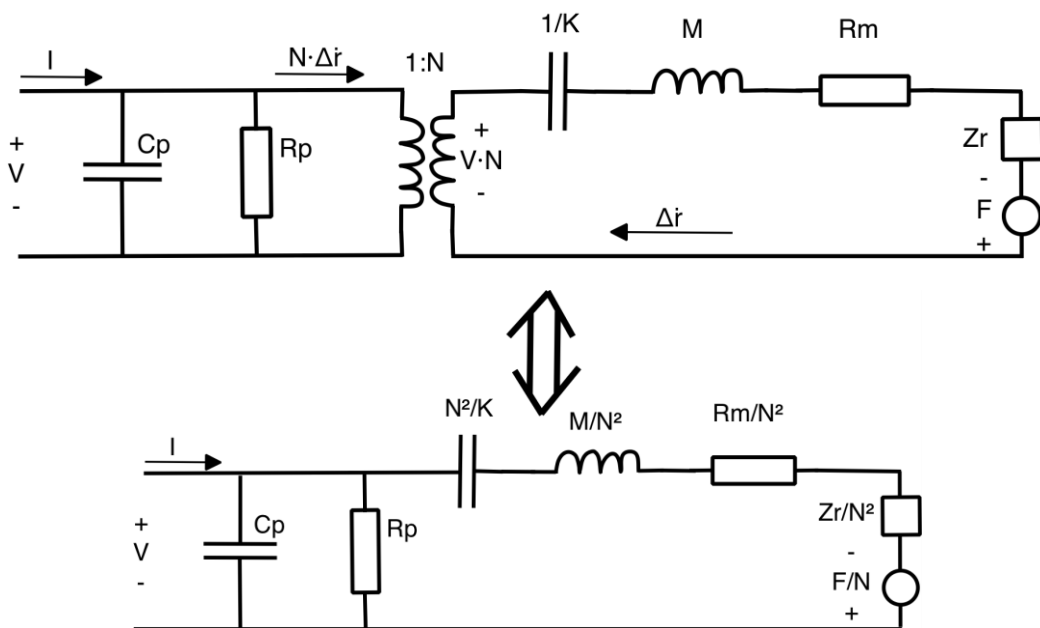
$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{1}{N} = \frac{I_2}{I_1} \quad (2.16)$$

Det vil si at side 1 får et strømbidrag fra side 2 på  $I_2 \cdot N$  Ampere, mens side 2 får et spenningsbidrag fra side 1 på  $V_1 \cdot N$  Volt. Lignende sammenheng kan vi gjenfinne i ligning (2.12) og (2.14). Disse ligningene kan implementeres ved hjelp av de to ekvivalente elektriske kretsene vist i Figur 2.7. Det er lagt til en lekkmotstand  $R_p$  som skal representere dielektrisk tap, som kommer av at noe av energien som brukes ved polarisasjon av materialet går over til varme. Det dielektriske tapet er frekvensavhengig og modelleres ofte som (Sherman & Butler, 2007):

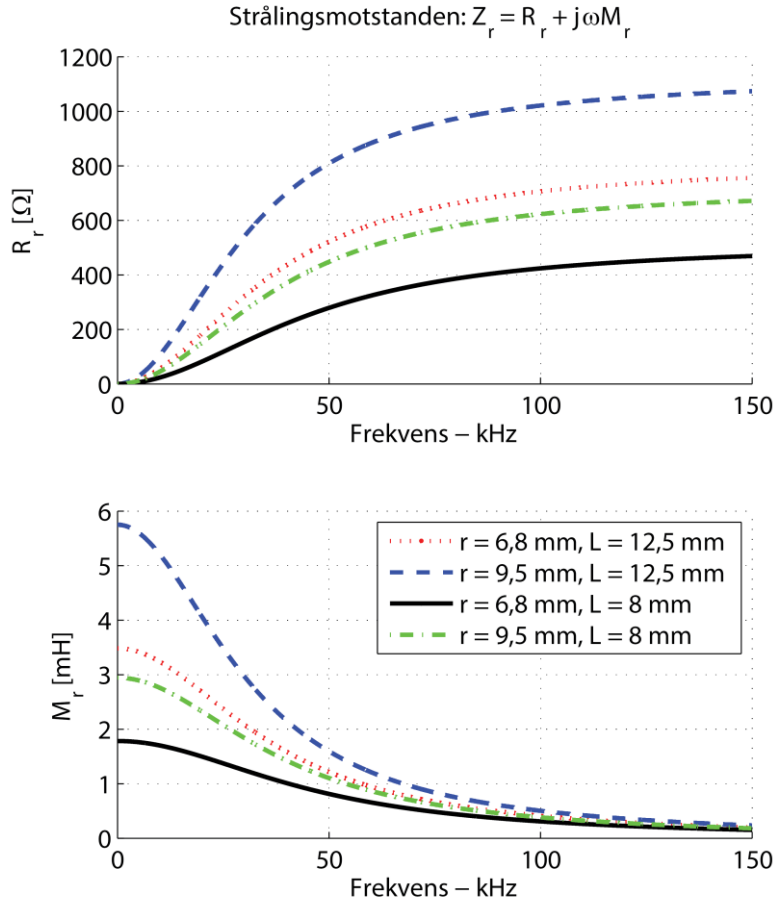
$$R_p = \frac{1}{\omega C_f \tan(\delta)} \quad (2.17)$$

Her er  $C_f$  lik den frie kapasitansen målt ved lave frekvenser (lik  $C_p + N^2/K$ ),  $\omega$  vinkelfrekvensen og  $\tan(\delta)$  dissipasjonsfaktoren for en spesifikk transducer.

Den øverste kretsen vist i Figur 2.7 har en fordel framfor den nederste ved at de fysiske variablene kommer mer direkte fram. Strømmen på høyre side av transformatoren er for eksempel ekvivalent med den radielle hastigheten. I tillegg er det lett å modellere mottakerfølsomheten fra  $F$  til  $V$ . Den nederste kretsen brukes derimot ofte som utgangspunkt når en transducer skal karakteriseres. Hvis man kjenner spoleverdien i den



Figur 2.7 Ekvivalentkretser for transducer i 31-modus.



**Figur 2.8** Strålingsmotstanden for ulike verdier av  $r$  og  $L$ .

nederste kretsen og massen til transduceren, kan man bestemme transformasjonsfaktoren  $N$  og regne seg tilbake til den øverste representasjonen.

### Strålingsmotstanden $Z_r$

Strålingsmotstanden til en ringtransducer kan estimeres ut fra uttrykket for en ekvivalent kule med samme strålingsareal og radius gitt av  $r_k = \sqrt{(rL/2)}$  (Sherman & Butler, 2007). Impedansen for kulen er gitt som

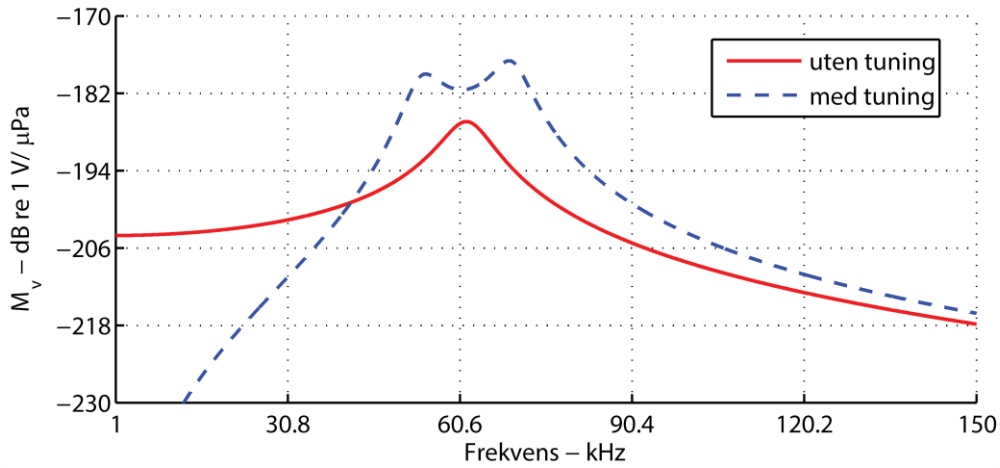
$$Z_r = R_r + j\omega M_r = A\rho_{vann}c_{vann} \frac{(kr_k)^2 + jkr_k}{1 + (kr_k)^2} \quad (2.18)$$

Der  $A = 4\pi r_k^2 = 2\pi rL$ , mens  $\rho_{vann}$  og  $c_{vann}$  er tettheten og lyd hastigheten i vann. Bølgenummeret  $k$  er lik  $2\pi f/c_{vann}$ . I Figur 2.8 er formel (2.18) plottet for to ulike verdier av  $r$  og  $L$  mens tettheten og lyd hastigheten til vann er satt til henholdsvis  $1000 \text{ kg/m}^3$  og  $1500 \text{ m/s}$ . Når frekvensen øker, vil  $M_r$  gå mot null. Dette står i motsetning til  $R_r$  som øker med frekvensen.

### Mottakerfølsomheten

Dette er transferfunksjonen fra trykk  $p$  til spenning  $V$ . Den elektriske impedansen  $Z_e$  kan defineres som





Figur 2.9 Illustrasjon av mottakerfølsomheten med og uten tuning.

$$Z_e = \frac{1}{j\omega C_p + 1/R_p} \quad (2.19)$$

og den mekaniske impedansen  $Z_m$  kan defineres som

$$Z_m = j\omega M + \frac{K}{j\omega} + R_m \quad (2.20)$$

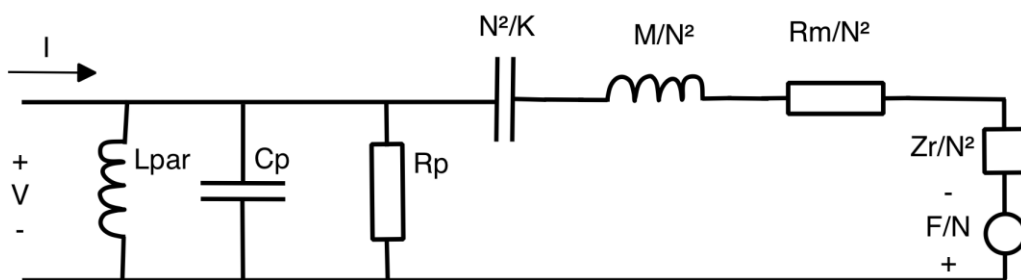
Hvis man videre antar at  $A$  er den delen av transduceren som utsettes for lydtrykk, og at hele arealet utsettes for samme trykk, blir mottakerfølsomheten for en kort sylinder som operer i 31-modus (Hovem, 2010):

$$M_v = \left(\frac{V}{p}\right)_{I=0} = \frac{A}{N} \frac{Z_e}{Z_e + \frac{Z_m}{N^2}} \quad (2.21)$$

### Impedansmatching og tuning

Kapasitansen  $C_p$  lagrer energi som ikke blir overført til mekanisk bevegelse (Sherman & Butler, 2007, s. 63). En vanlig metode for å tune ut  $C_p$  er å benytte en spole koblet i serie eller parallell. Spolens verdi kan da velges til å tune ut kapasitansen ved serieresonansfrekvensen  $\omega_r$  til transduceren, som ligger omtrent der admittansen har sitt toppunkt:

$$L_{par} = \frac{1}{C_p \omega_r^2} \quad (2.22)$$



Figur 2.10 Ekvivalentkrets med tuning

**Tabell 1** Parameterverdier for PZT-5A.

Størrelse	Verdi	Benevning	Beskrivelse
$k_{31}$	0,344	ingen	Elektromekansk koblingsfaktor
$K_{33}^T$	1700	ingen	Relativ permittivitet ved konstant mekanisk spenning
$d_{31}$	-171	pC/N	Piezoelektrisk spenningskonstant
$s_{11}^E$	16,4	pm <sup>2</sup> /N	Elastisk konstant ved konstant elektrisk felt
$s_{12}^E$	-5,74	pm <sup>2</sup> /N	Elastisk konstant ved konstant elektrisk felt
$\rho$	7750	kg/m <sup>3</sup>	Tetthet
$Q_m$	75	ingen	Mekanisk kvalitetsfaktor
$\tan(\delta)$	0,02	ingen	Dissipasjonsfaktor
$T_C$	370	°C	Curietemperatur

Figur 2.9 viser hvordan mottakerfølsomheten  $M_v$  ser ut for en transducer med og uten en spole koblet i parallell. Man ser da at  $M_v$  blir høyere i nærheten av resonans og mer bredbåndet med tuning, men under første resonans blir derimot  $M_v$  lavere.

Ekvivalentkretsen med spole er vist i Figur 2.10. Den effektive båndbredden til et slikt tunet system er tilnærmet lik produktet av den effektive koblingskoeffisienten  $k_{eff}$  og serieresonansfrekvensen  $f_r$  (Waanders, 1991):

$$B \approx k_{eff} f_r \quad (2.23)$$

### Innkapslingens påvirkning

Når en innkapsling blir laget ved hjelp av potting, så vil keramikkenes resonansfrekvens bli endret på grunn av den ekstra massen rundt transducere (Bridget & Ryan, 2012). Generelt vil ekstra masse kunne forskyve resonansfrekvensen nedover i spekteret. Hvis denne påvirkningen er stor, kan det være nødvendig å motvirke denne effekten ved å endre radiusen til transducere.

### Materialeegenskaper

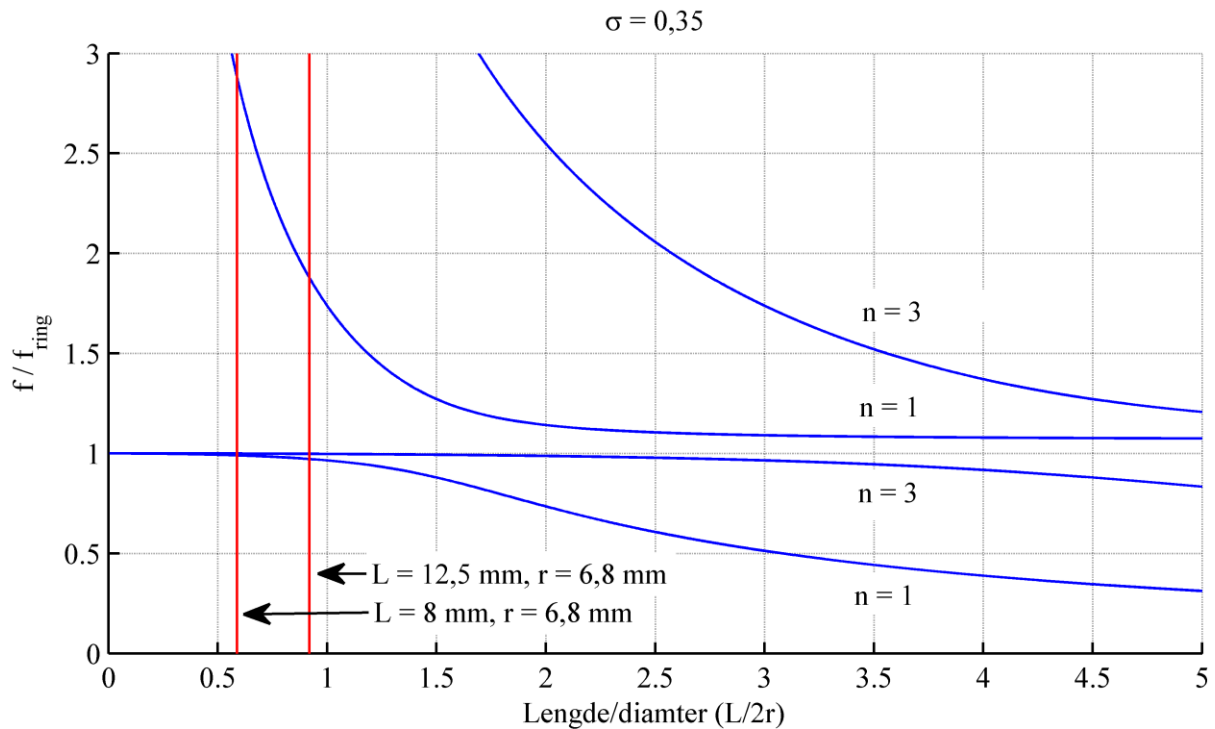
Typiske parameterverdier for transducere laget av PZT-5A (Sherman & Butler, 2007), er gitt i Tabell 1. Som nevnt, er dette av samme kategori som PZ-27 brukt i de aktuelle transducere. Denne typen materialer har relativt lav mekanisk kvalitetsfaktor som ofte bestemmes med formelen

$$Q_m = \frac{\text{mekanisk resonansfrekvens}}{\text{båndbredde}} \quad (2.24)$$

Båndbredden vil her være det området der responsen er innenfor  $\pm 3$  dB av verdien ved resonans. Av formel (2.24) ser man da at lavere  $Q_m$  gir større båndbredde. PZT-5A blir ofte brukt i hydrofoner, eller kombinert sender/mottaker-systemer blant annet på grunn av høy følsomhet og lav  $Q_m$ .

### 2.1.5 Koblede vibrasjoner

For korte sylindere med tynne vegger kan man anta at utvidelsen av ringen først og fremst skjer i omkretsretningen, og man kan bruke den éndimensjonale modellen som nettopp ble



**Figur 2.11** Formel (2.25) plottet for  $n=1$  og  $n=3$ . Grafene viser hvordan resonansfrekvensene fordeler seg som funksjon av aspektforholdet til transduceren.

utledet. Med økende høyde til diameterforhold vil en slik éndimensjonal modell ikke lengre være gyldig, og vibrasjonene til sylindren må betraktes som todimensjonale koblede vibrasjoner i aksial- og omkretsretningen (Aronov, 2009). Haskins og Walsh (1957) var noen av de første til å studere koblede vibrasjoner i piezoelektriske sylindere. I det arbeidet kom de blant annet fram til ligninger som beskriver hvordan resonansfrekvensene til ulike vibrasjonsmoder påvirkes av høyde til diameterforholdet. I tillegg utleder de en ligning for den elektriske admittansen.

Haskin og Walsh antar i sin analyse at sylindren er tilstrekkelig tynn slik at dimensjonen i retning av polariseringen kan neglisjeres, da kan sylindren betraktes som isotropisk. Formelen for å estimere mekaniske resonansfrekvenser ble først formulert av Love (1920), som er ekvivalent med følgende formulering gitt av Haskins og Walsh (1957):

$$\left(\frac{f}{f_{ring}}\right)^4 (1 - \sigma^2) - \left(\frac{f}{f_{ring}}\right)^2 \left[1 + \left(\frac{n\pi r}{L}\right)^2\right] + \left(\frac{n\pi r}{L}\right)^2 = 0 \quad (2.25)$$

Poissonforholdet  $\sigma$  kan beskrives som

$$\sigma = -\frac{\text{forskyvning ortogonalt til belastning}}{\text{forskyvning langs belastning}} = -\frac{s_{12}^E}{s_{11}^E} \quad (2.26)$$

For verdiene i Tabell 1 blir  $\sigma$  lik 0,35. Hvis det virker en kraft som strekker ut omkretsen, vil det også føre til en reduksjon av høyden. Tilsvarende vil en kraft som strekker ut høyden føre til en reduksjon av omkretsen. Poissonforholdet beskriver hvor mye bevegelse i ulike dimensjoner påvirker hverandre. I Formel (2.25) er  $f_{ring}$  resonansfrekvensen til en kort ring. Hvis man kjenner  $f_{ring}$  til en piezoelektrisk sylinder med tynne vegger, kan Formel (2.25) (plottet i Figur 2.11 for  $\sigma = 0.35$ ) benyttes til å estimere ulike resonansfrekvenser for forskjellige aspektforhold ( $L/2r$ ).

Man ser i Figur 2.11 to grener som korresponderer med  $n = 1$ . Den ene grenene der  $\frac{f}{f_{ring}} < 1$  vil for små aspektforhold ligge veldig nær ringresonansfrekvensen, mens den andre grenen der  $\frac{f}{f_{ring}} > 1$  vil bevege seg nærmere  $f_{ring}$  når  $L/2r$  øker.

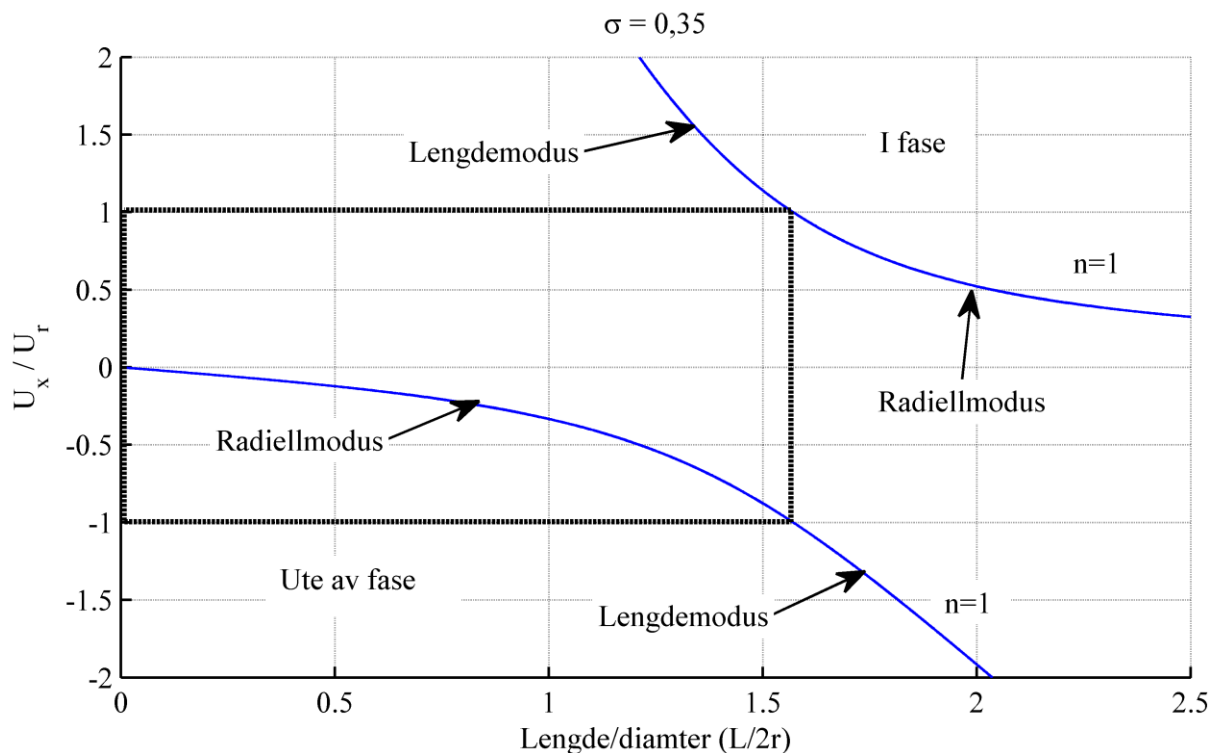
Magnituden til aksial- og radiellforskyvning henger sammen med følgende uttrykk, som er på samme form som gitt av Love (Eriksson, 1971):

$$\begin{aligned} \left[ \left( \frac{f}{f_{ring}} \right)^2 (1 - \sigma^2) - \left( \frac{n\pi r}{L} \right)^2 \right] U_x - \sigma \left( \frac{n\pi r}{L} \right) U_r &= 0 \\ \left[ \left( \frac{f}{f_{ring}} \right)^2 (1 - \sigma^2) - 1 \right] U_r - \sigma \left( \frac{n\pi r}{L} \right) U_x &= 0 \end{aligned} \quad (2.27)$$

Her er  $U_r$  radiellforskyvning, mens  $U_x$  er aksialforskyvning. Hvis  $\sigma = 0$ , reduseres ligning (2.27) til

$$\begin{aligned} \left[ \left( \frac{f}{f_{ring}} \right)^2 - \left( \frac{n\pi r}{L} \right)^2 \right] U_x &= 0 \\ \left[ \left( \frac{f}{f_{ring}} \right)^2 - 1 \right] U_r &= 0 \end{aligned} \quad (2.28)$$

Så når poissonforholdet er null, er ikke ligningene for aksial- og radiellforskyvning lengre koblet, og resonansfrekvensene blir de samme som for en stav og for en ring:



**Figur 2.12** Forholdet mellom aksial- og radiellforskyvning for mode  $n = 1$ . Lignede figur er gitt i (Eriksson, 1971).

$$\frac{f}{f_{ring}} = \frac{n\pi r}{L} \quad (\text{samme som for en stav, ren lengdemodus})$$

$$\frac{f}{f_{ring}} = 1 \quad (\text{samme som for en ring, ren radiellmodus})$$
(2.29)

Lengdemodus referer til at det er større bevegelse i aksialretning enn i radiellretning ( $\left|\frac{U_x}{U_r}\right| > 1$ ), mens radiellmodus vil si mer bevegelse i radiellretning enn i aksial ( $\left|\frac{U_x}{U_r}\right| < 1$ ). Hvis man kombinerer de to ligningene gitt i (2.27), kan man få følgende sammenheng:

$$\left(\frac{U_x}{U_r}\right)^2 \sigma \left(\frac{n\pi r}{L}\right) + \left(\frac{U_x}{U_r}\right) \left[1 - \left(\frac{n\pi r}{L}\right)^2\right] - \sigma \left(\frac{n\pi r}{L}\right) = 0$$
(2.30)

Denne formelen er plottet i Figur 2.12 med  $n = 1$  og  $\sigma = 0,35$ . I figuren ser man da at for  $\frac{f}{f_r} < 1$  vil  $\frac{U_x}{U_r} < 0$ , som tyder på at forskyvninger i aksial- og radiellretning er ute av fase. Med andre ord vil en forlengelse av sylinderens lengde gi mindre omkrets og motsatt. For resonansfrekvenser der  $\frac{f}{f_r} > 1$  vil  $\frac{U_x}{U_r} > 0$ , og bevegelsene vil være i fase. Eriksson (1971) beskriver de ulike resonansfrekvensene for lave og høye verdier av  $L/2r$  på følgende måte:

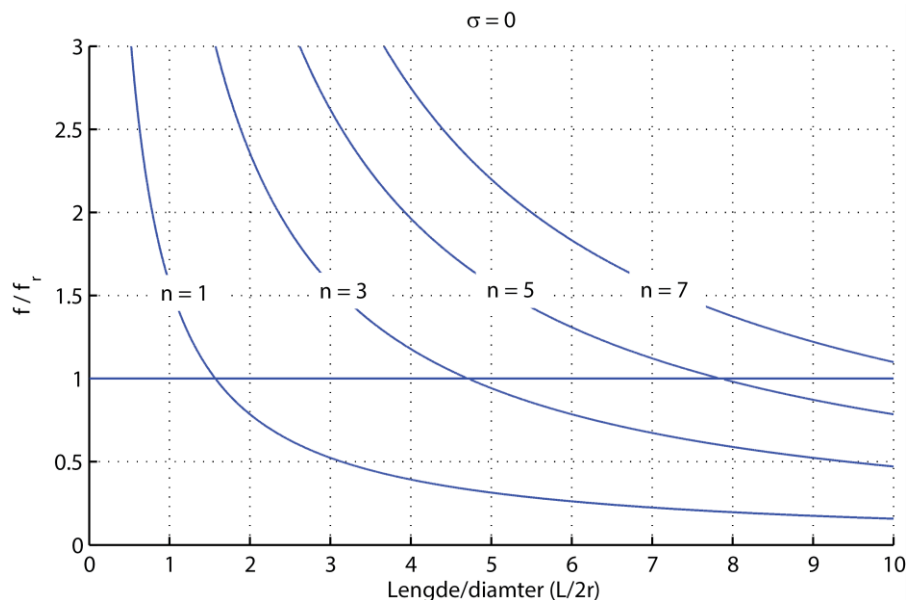
Hvis  $L/2r$  er liten

- (1)  $\frac{f}{f_{ring}} = \frac{n\pi r}{L} \cdot \frac{1}{\sqrt{1-\sigma^2}}$  (i fase, lengdemodus)
- (2)  $\frac{f}{f_{ring}} = 1$  (ute av fase, radiellmodus)

Hvis  $L/2r$  er stor

- (3)  $\frac{f}{f_{ring}} = \frac{1}{\sqrt{1-\sigma^2}}$  (i fase, radiellmodus)
- (4)  $\frac{f}{f_{ring}} = \frac{n\pi r}{L}$  (ute av fase, lengdemodus)

For å illustrere effektene klarer er det også tatt med et plott av resonansfrekvensene for



**Figur 2.13** Formel (2.25) når poissonforholdet er satt lik null.

ulike vibrasjonsmoder når poissonsforholdet er satt lik null vist i Figur 2.13, som da viser at vibrasjonsmodene ikke lengre påvirker hverandre.

### 2.1.6 Måling og karakterisering av transducere

For å bestemme nøyaktige parameterverdier eller verifisere en modell er det nødvendig å gjøre målinger på fysiske transducere. Admittans- eller impedansmålinger er normalt sett først gjort med luftmotstand (som simulerer vakuum) og deretter med vannmotstand (Sherman & Butler, 2007, s. 505).

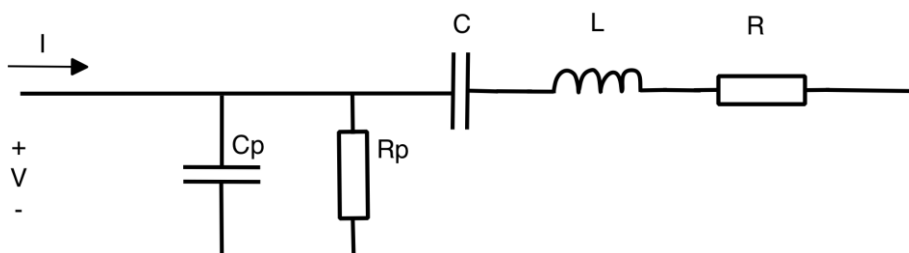
Hvis man antar at ulike mekaniske resonansfrekvenser ligger forholdsvis langt unna hverandre, kan en transducer modelleres med kretsen gitt i Figur 2.14 der

$$C = \frac{N^2}{K} \quad L = \frac{M + M_r}{N^2} \quad R = \frac{R_m + R_r}{N^2} \quad (2.31)$$

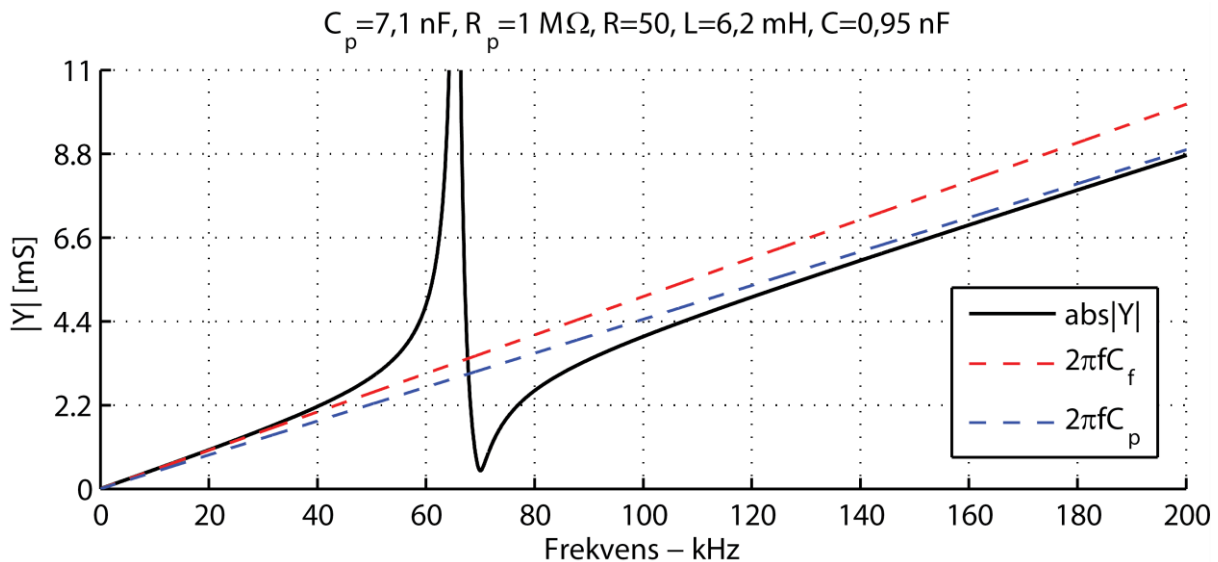
Hvis cylinderen er holdt helt fast, vil  $\Delta r$  være null og målt kapasitans vil være lik  $C_p$ . Derfor blir  $C_p$  i litteraturen ofte betegnet som klemt («clamped») kapasitans. Den frie kapasitansen  $C_f$  er lik summen av  $C$  og  $C_p$ . Admittansen kan skrives som

$$\begin{aligned} \text{Admittans: } Y(\omega) &= \frac{1}{R_p} + j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + R} = \\ &= \frac{1}{R_p} + j\omega C_p + \frac{R\omega^2 C^2 + j\omega C(1 - \omega^2 CL)}{(R\omega C)^2 + (1 - \omega^2 CL)^2} \end{aligned} \quad (2.32)$$

Når  $\omega \rightarrow 0$  vil  $Y(\omega) \approx \frac{1}{R_p} + j\omega C_p + j\omega C$ , altså kan  $C_f$  måles ved å måle kapasitansen ved lave frekvenser når cylinderen får svinge fritt. Kapasitansen  $C_f$  kan for eksempel beregnes ved å måle stigningstallet til suseptansen, som er den imaginære delen til  $Y$ , ved lave frekvenser. Lave frekvenser vil si før den mekaniske resonansfrekvensen gjør seg gjeldende. Når  $\omega \rightarrow \infty$  vil  $Y(\omega) \approx \frac{1}{R_p} + j\omega C_p$ , og  $C_p$  kan måles på lignende måte som  $C_f$ . Når  $R_p$  er stor vil  $1/R_p$  være tilnærmet null, og man kan gjøre målinger på admittanskurven for å fastsette  $C_f$  og  $C_p$ . Dette er vist i Figur 2.15. Parameterverdiene brukt som eksempelverdier i dette kapitlet er gitt i Tabell 1, altså lignende materiale som i transducerne til TBR-700 og dimensjonene er  $r = 6,8$  mm,  $L = 12,5$  mm og  $t = 1$  mm. Lekkmotstanden  $R_p$  er satt til en konstant verdi på  $1$  M $\Omega$ , men verdien på denne vil generelt avhenge av frekvens.



Figur 2.14 Ekvivalentkrets med parameterverdier som skal fastsettes.



**Figur 2.15** Bestemmelse av kapasitanser.

Her er en oversikt over noen sentrale vinkelfrekvenser:

- $\omega_n$  = minimum  $Y(\omega)$ , maksimum  $Z(\omega)$
- $\omega_m$  = maksimum  $Y(\omega)$ , minimum  $Z(\omega)$
- $\omega_p$  = parallellresonansen
- $\omega_r$  = serieresonansen

Serieresonansen er den frekvensen som gjør at admittansen blir uendelig når man neglisjerer  $R$ . Den ligger svært nær  $\omega_m$ , og kan beregnes slik

$$j\omega_r L + \frac{1}{j\omega_r C} = 0 \Rightarrow \omega_r = \sqrt{\frac{1}{LC}} \approx \omega_m \quad \left(f_r = \frac{\omega_r}{2\pi}\right) \quad (2.33)$$

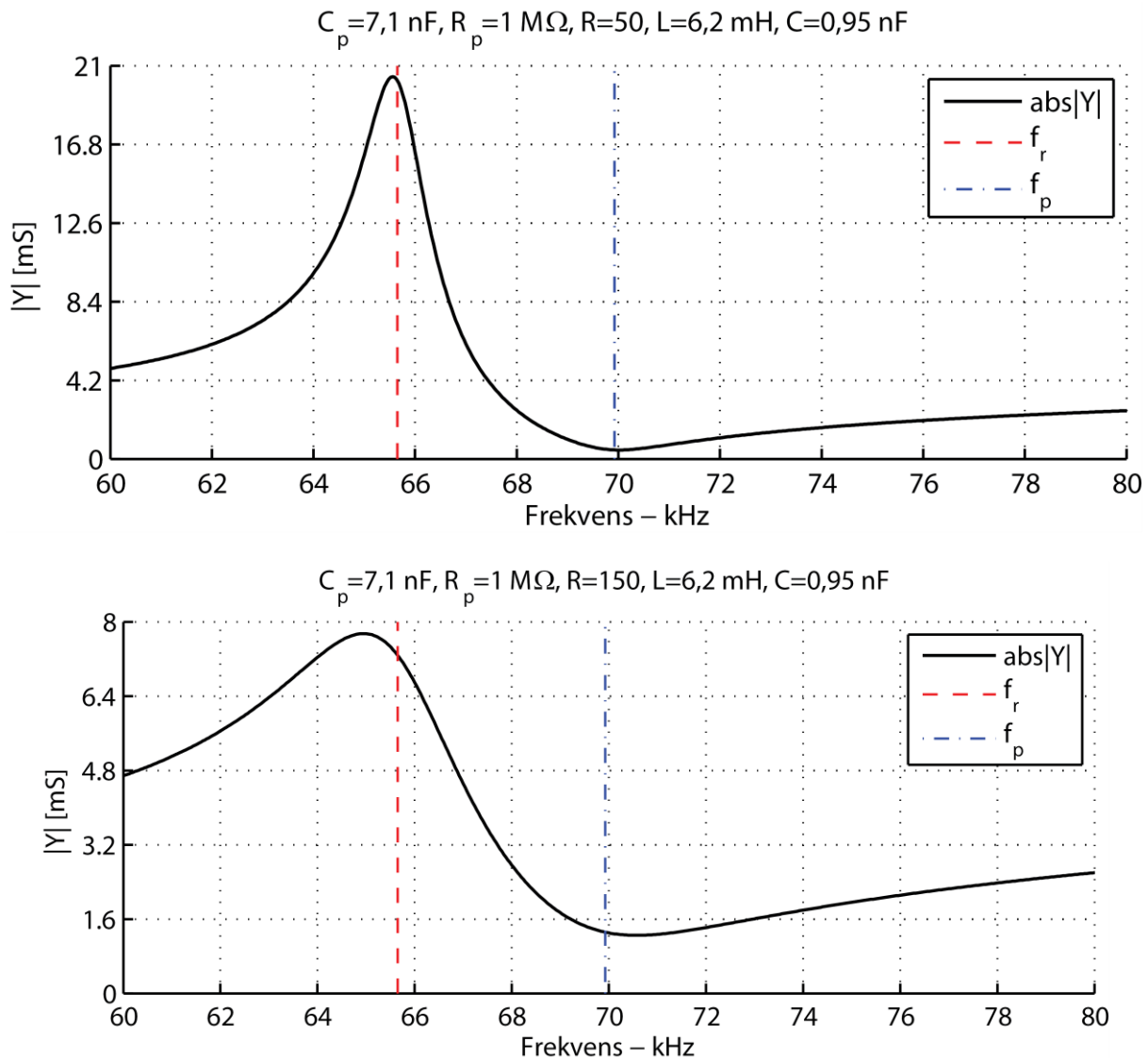
Ved å se bort fra mekanisk og elektrisk tap er det mulig å finne en tilnærmet verdi av frekvensen som gir minimum admittans (Hovem, 2010). Da kan man i så fall sette  $Y(\omega) = 0$  og bruke at  $R_p = \infty$  og  $R = 0$  i formel (2.32) og løse ut for  $\omega$ . Den resulterende frekvensen blir kalt parallellresonansen:

$$\omega_p = \sqrt{\frac{C_p + C}{LC_p C}} \approx \omega_n \quad \left(f_p = \frac{\omega_p}{2\pi}\right) \quad (2.34)$$

I praksis vil  $C$  og  $C_p$  være effektive verdier på grunn av eventuelt tilkoblede mekaniske eller elektriske komponenter, eller på grunn av påvirkning av andre vibrasjonsmoder (Sherman & Butler, 2007, s. 508).

Hvis man kombinerer formel (2.33) og (2.34) kan man finne følgende uttrykk:

$$1 - \left(\frac{\omega_r}{\omega_p}\right)^2 = \frac{C}{C_p + C} = \frac{C}{C_f} = k_{eff} \approx 1 - \left(\frac{\omega_m}{\omega_n}\right)^2 \quad (2.35)$$



**Figur 2.16** Serie- og parallellresonansfrekvensene for ulike verdier av  $R$ . Øverst er  $R = 50$ , mens nederst er  $R = 150$ .

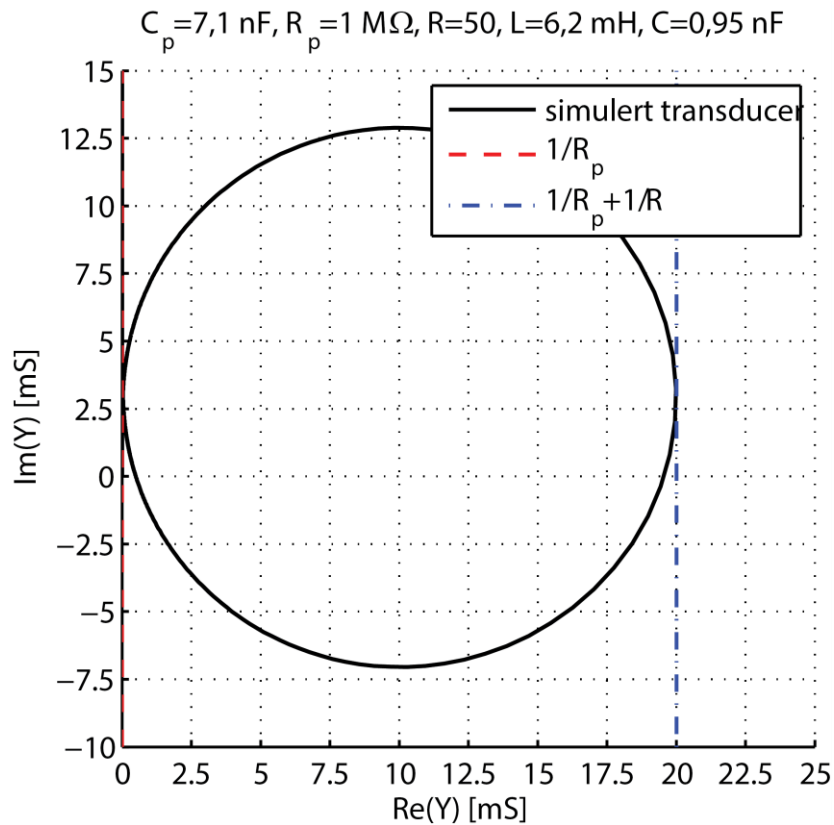
Der  $k_{eff}$  er den effektive koblingskoeffisienten, som vil være mindre enn  $k_{31}$ , men vil være et mål på hvor effektivt energi kan overføres for det spesifikke designet (Sherman & Butler, 2007, s. 508). Oppsummert kan man altså fastsette  $C$ ,  $C_p$  og  $L$  ved hjelp av formlene:

$$C_p = C_f(1 - k_{eff}) \quad C = C_f k_{eff}^2 \quad L = \frac{1}{\omega_r^2 C} \quad (2.36)$$

Ved økende verdier av  $R$  vil ikke lenger  $\omega_m$  og  $\omega_n$  være gode estimater for serie- og parallellresonansen. Dette er illustrert i Figur 2.16 der frekvensen er vist for både  $R = 50 \Omega$  og  $R = 150 \Omega$ . Når motstanden er  $50 \Omega$ , samsvarer frekvensene bra. Det er derimot vesentlige avvik når  $R$  er lik  $150 \Omega$ . Spesielt ser man da at den røde stiplede linja, som representerer  $f_r$ , ligger en del til høyre for admittanstoppen.

For å bestemme motstandsverdiene  $R$  og  $R_p$  kan man benytte en admittanssirkel. En admittanssirkel er en graf der den reelle delen av  $Y(\omega)$  (konduktansen) er langs x-aksen, mens den imaginære delen av  $Y(\omega)$  (suseptansen) er langs y-aksen. Navnet kommer av at





**Figur 2.17** Admittanssirkel for bestemmelse av  $R$  og  $R_p$ .

grafen ligner en sirkel i området rundt en resonansfrekvens. Av ligning (2.32) for admittansen ser man at

$$Re Y(\omega = 0) = Re Y(\omega = \infty) = \frac{1}{R_p} \quad (2.37)$$

Ved serieresonansen vil konduktansen bli

$$Re Y(\omega = \omega_r) = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R} \quad (2.38)$$

I Figur 2.18 ser man hvordan det ser ut grafisk. Avstanden langs x-aksen fram til starten av ringen kan måles for å bestemme  $R_p$ . I eksempelet er denne avstanden veldig liten på grunn av høy verdi på  $R_p$ . Diameteren til ringen kan på lignende måte brukes for å fastsette  $R$ .

## 2.2 Forsterker

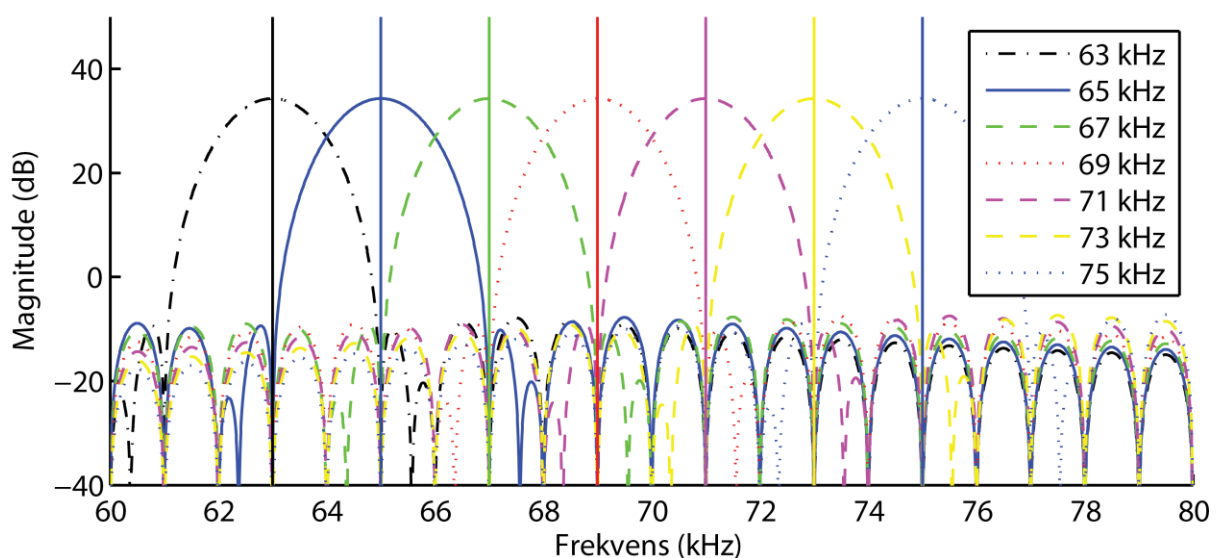
Spenningsvariasjonene mellom elektrodene på transducere er veldig små, og må derfor forsterkes før digitalisering. I TBR-700 er dette gjort i kombinasjon med et båndpassfilter. Det er designet for å gi en jevn forsterkning av signaler i området 60-80 kHz.

## 2.3 Signalbehandling

Lydsignalene som er mottatt av transducere, filtrert og forsterket blir så ført inn i en analog til digital konverterer (ADC). Oppløsningen til ADCen er satt til 10 bit, som gir 1024 mulige signalnivåer. Samplingsfrekvensen er på 192 kHz. Halvparten av samplingsfrekvensen blir kalt Nyquistfrekvensen. Signalverdier over denne frekvensen vil bli nedfoldet, og registrert som lavere enn de er i virkeligheten hvis de ikke blir filtrert bort. Det er en av grunnene til at mottakeren har et analogt båndpassfilter. I tillegg reduserer filteret støy.

Deteksjon av signaler blir gjort ved hjelp av punktprøver for de aktuelle frekvensene i den diskrete Fouriertransformen. Det leses inn 192 punktprøver av signalet for hver DFT-beregning. For at prosessoren skal kunne hvile så mye som mulig, er det tatt i bruk en Direkte Media Aksess modul (DMA) som leser verdier fra ADCen vekselvis inn i to tabeller. Når en tabell er fylt opp, genererer DMA-modulen et avbrudd som vekker prosessoren fra en hviletilstand. Deretter kan prosessoren behandle de nye dataene, og DMAen settes så til å lese inn nye verdier i neste tabell.

Ettersom DFT-beregningene er den mest ressurskrevende operasjonen, er DFT-koden blitt skrevet i assemblerkode. Årsaken til dette er at mikrokontrolleren har støtte for noen spesielle multiplikasjons- og akkumulasjonsinstruksjoner som implementerer DFT-beregninger på en effektiv måte. I tillegg er det laget støtte for å utnytte symmetrier i DFT-koeffisientene. Dette er gjort ved at tabellen lest inn fra ADCen går gjennom en preprosessering før hver enkelt DFT-beregning. Denne preprosesseringen tar litt tid, men gir nesten en halvering i prosesseringstiden for hver enkelt DFT-beregning for den sekvensen, som spesielt lønner seg med mange kanaler i bruk samtidig. Den gjeldende koden krever imidlertid at de aktuelle frekvensene enten er 63, 65, 67, 69, 71, 73 og 75 kHz



**Figur 2.18** 192 punkter per DFT-verdi og samplingsfrekvens på 192 kHz. Inngangssekvensene blir vektet med et hammingvindu.

(oddtallsfrekvenser) eller 62, 64, 66, 68, 70, 72 og 74 kHz (partallsfrekvenser) for at preprosesseringen skal kunne brukes.

Hvis få frekvenser er i bruk samtidig, er man ikke avhengig av preprosesseringen, og mottakeren kan i utgangspunktet stilles inn til å lytte etter vilkårlige frekvenser i området 60-80 kHz. Likevel er det noen hensyn som bør ivaretas for at systemet skal fungere optimalt. For å skille to frekvenser fra hverandre kan de ikke ligge nærmere hverandre enn (Proakis & Manolakis, 2007, s. 489):

$$\Delta f = \frac{f_s}{L} \quad (2.39)$$

Når signaler digitaliseres må man ta et endelig antall punktprøver. På grunn av det begrensede observasjonsvinduet vil frekvensinnholdet bli smurt utover i spekteret og det oppstår sidelover. For å redusere problemet med sidelover er det implementert et hammingvindu. Dette gjør imidlertid at hovedloben blir litt bredere, som i dette tilfellet gir en frekvensoppløsning på 2 kHz. Figur 2.18 viser frekvensspekteret til 7 signaler fra 63 – 75 kHz. For at hovedlobene ikke skal krysse hverandre må hver kanal være separert med 2 kHz.

Pingdeteksjon skjer hvis middelverdien av 10 påfølgende DFT-verdier (på samme kanal) er over en viss grense. Mottakeren justerer triggernivået dynamisk avhengig av det omkringliggende støynivået. En tilstandsmaskin holder oversikt over status, og om en sekvens med ping er i gang eller ikke. Når en hel sekvens med verdier er logget, blir sekvensen sendt til dekodning.

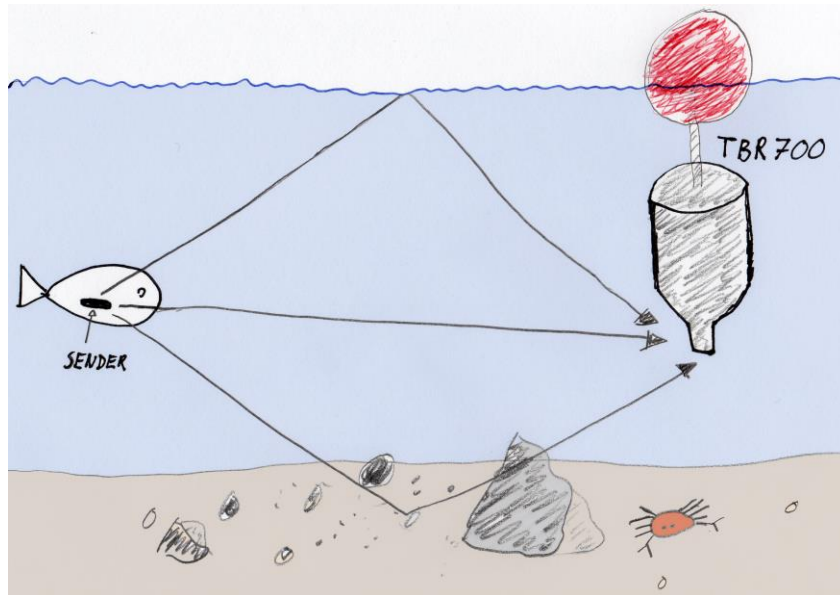
## 3 Undervannskommunikasjon

### 3.1 Faktorer som påvirker evnen til å sende signaler under vann

Det er flere faktorer som gjør det utfordrende med trådløs kommunikasjon i vann. Noen av disse er flerveisinterferens, tidsvarierende medium, demping av signalet og ofte liten tilgjengelig båndbredde. Elektromagnetiske bølger blir dempet svært mye i vann (spesielt i saltvann). Dette har begrenset utviklingen av systemer som bruker elektromagnetiske bølger til undervannskommunikasjon til bare å være noen få spesialiserte systemer, og ført til at akustiske bølger er den metoden som primært blir brukt (Preisig, 2006).

Flerveisinterferens vil si at lydbølger, som i utgangspunktet ble sendt ut samtidig, kan ta flere veier fram til mottakeren. Et utsendt signal kan reflekteres fra blant annet overflaten, bunnen, objekter eller bøyes på grunn av gradienter i lydhastigheten. Flerveisinterferens er illustrert i Figur 3.1. For å motvirke at samme signalet blir detektert flere ganger, er en metode å ha en viss minimumstid før man godtar et nytt signal. Problemet er at dette vil senke dataraten til systemet. En annen løsning kan være å sende signaler på flere frekvenskanaler. For korte distanser vil refleksjoner fra objekter sammen med kanalens grenseflater være dominerende (Catipovic, 1990). Ettersom tidsforsinkelse til ekkoene da er avhengig av den spesifikke geometrien, vil det være vanskelig å forutse når de ulike refleksjonene vil ankomme.

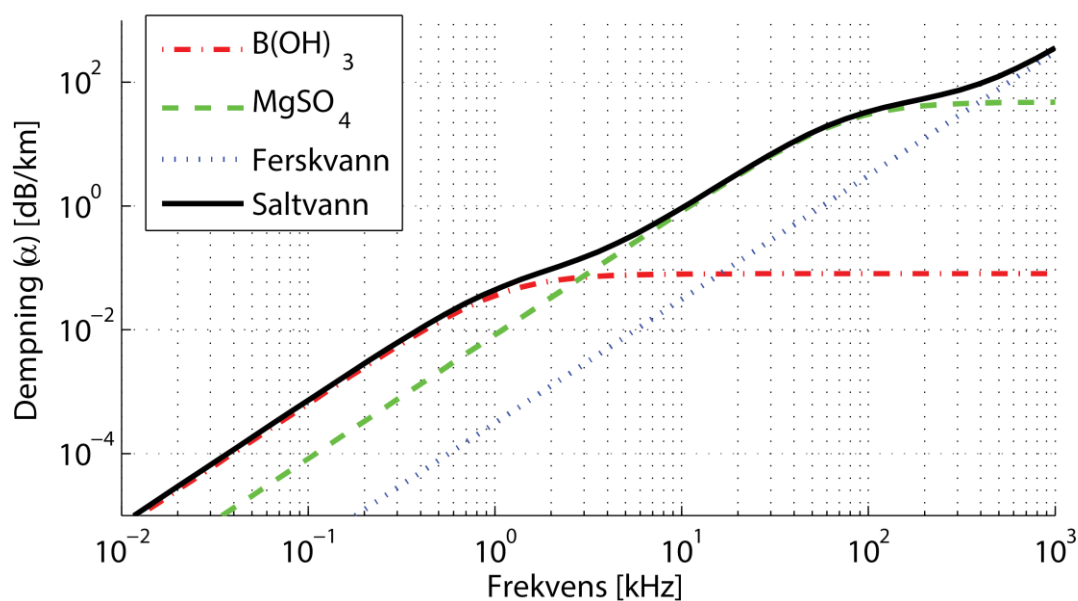
Lydhastigheten i vann avhenger hovedsakelig av temperatur, salinitet og dybde. Disse parameterne vil kunne variere med tid og sted, som betyr at egenskapene til den akustiske



**Figur 3.1** Flerveisinterferens

linken kan variere. Sammenlignet med radiobølger er hastigheten til lyd lav. Lavere hastighet fører til større tidsforsinkelser fra et signal sendes til det blir mottatt.

De tre hovedårsakene som demper akustiske signaler i vann er geometrisk spredning, absorpsjon og ulike typer refleksjoner («scattering») på grunn av vannmolekyler eller ru grenseflater (Preisig, 2006). Absorpsjon av akustiske bølger i ferskvann forårsakes først og fremst på grunn av viskositeten, mens dempningen i saltvann i tillegg påvirkes av konsentrasjonen av  $MgSO_4$  og  $B(OH)_3$ . Figur 3.2 viser plott av absorpsjonen i saltvann og ferskvann. I tillegg er bidragene fra  $MgSO_4$  og  $B(OH)_3$  tatt med. Formelen grafene baserer seg på er mye brukt av forskere og ingeniører ettersom den både har en teoretisk basis i



**Figur 3.2** Akustisk dempning på grunn av absorpsjon. Kalkulert med temperatur = 10°C, dybde = 0 m og pH = 7,8.

tillegg til at den passer bra med eksperimentelle undersøkelser (Hovem, 2010).

Den praktiske konsekvensen av det frekvensavhengige absorpsjonstapet er at kommunikasjonskanalen får begrenset båndbredde, og tilgjengelig båndbredde er en avtagende funksjon av rekkevidden (Preisig, 2006). Dette gjør at et system som skal operere over lange distanser må benytte forholdsvis lave frekvenser for å minimere energitapet.

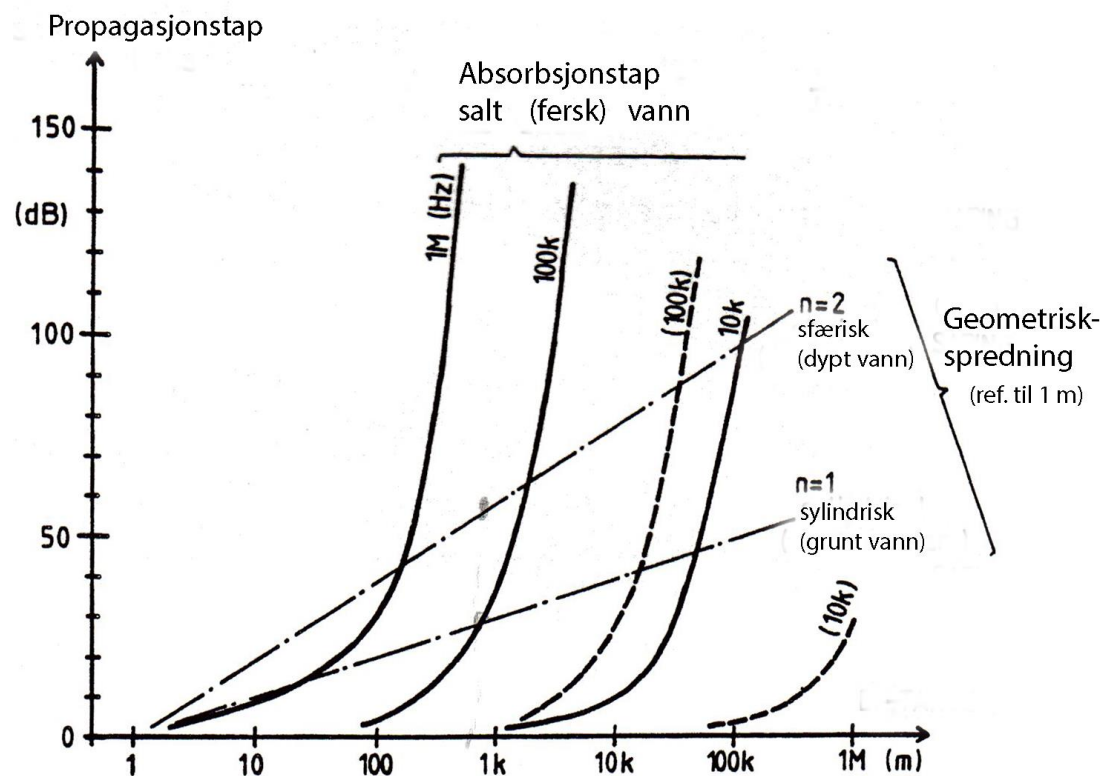
Geometrisk spredning vil si at energien fordeler seg på et økende område etter hvert som signalet propagerer utover. For dypt vann kan man anta at signalene sprer seg likt ut i alle retninger. Dette kan illustreres med en kule som utvider seg, og ettersom overflaten øker blir energien per areal mindre. Signalenergien vil da minke med en rate på  $1/R^2$  der R er avstanden fra senderen. For grunt vann vil derimot mye av energien bli reflektert fra overflaten og bunnen. I det tilfellet kan man anta sylindrisk spredning og energien vil minke med en rate på  $1/R$ .

Signalnivåbudsjettet til en undervannstransmisjonslink kan uttrykkes ved hjelp av den passive sonarligningen (Mohus & Holand, 1983):

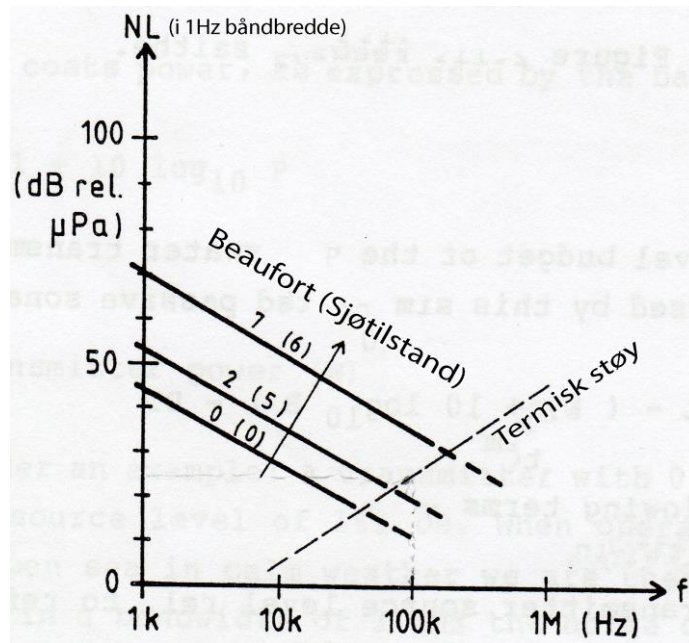
$$TL = SL - (NL + 10 \log_{10} B) - DT \quad (3.1)$$

- TL: Transmisjonstap (dB)
- SL: Senderens signalnivå (dB)
- B: Båndbredden til kanalen (Hz)
- NL: Støynivået per enhet båndbredde (dB)
- DT: Deteksjonsgrense (dB)

Høyre siden i ligningen forteller hvor stort transmisjonstapet maksimalt kan være for fortsatt



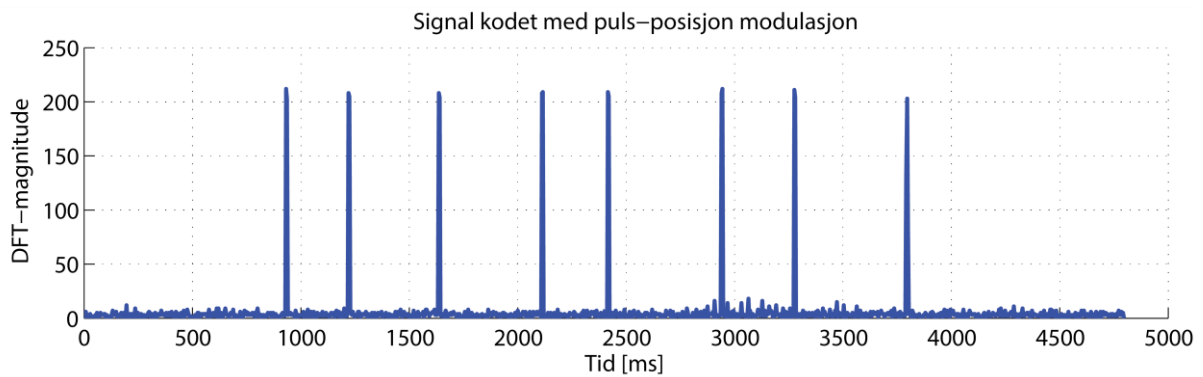
**Figur 3.3** Rekkevidden er avgjørende for om absorpsjonstapet eller tap på grunn av geometrisk spredning er dominerende. Basert på figur gitt i (Mohus & Holand, 1983).



**Figur 3.4** Støy i sjøen. Basert på figur gitt i (Mohus & Holand, 1983, s. 17).

å detektere signalet. Basert på den verdien kan rekkevidden beregnes ut i fra Figur 3.3. SL vil avhenge av effekten senderen gir ut og DT er et mål på hvor høyt signalnivå som skal til for at mottakeren skal registrere en deteksjon.

Figur 3.4 viser støynivået (i 1Hz båndbredde) for ulike sjøtilstander. Tilstand (0) vil da være helt rolig sjø, mens økende nummer vil tilsvare mer støy fra vind, bølger, regn og lignende. Denne typen støy vil avta med økende frekvens, mens termisk støy vil øke med frekvensen. I figuren kan man også observere at frekvensbåndet 60-80 kHz gir relativt lavt støynivå både fra bølger, vær og vind i tillegg til at termisk støy ikke er veldig dominerende.



Figur 3.5 Puls-posisjon modulasjon.

## 3.2 Kommunikasjon på flere frekvenskanaler

### 3.2.1 Videreutvikling av eksisterende protokoll

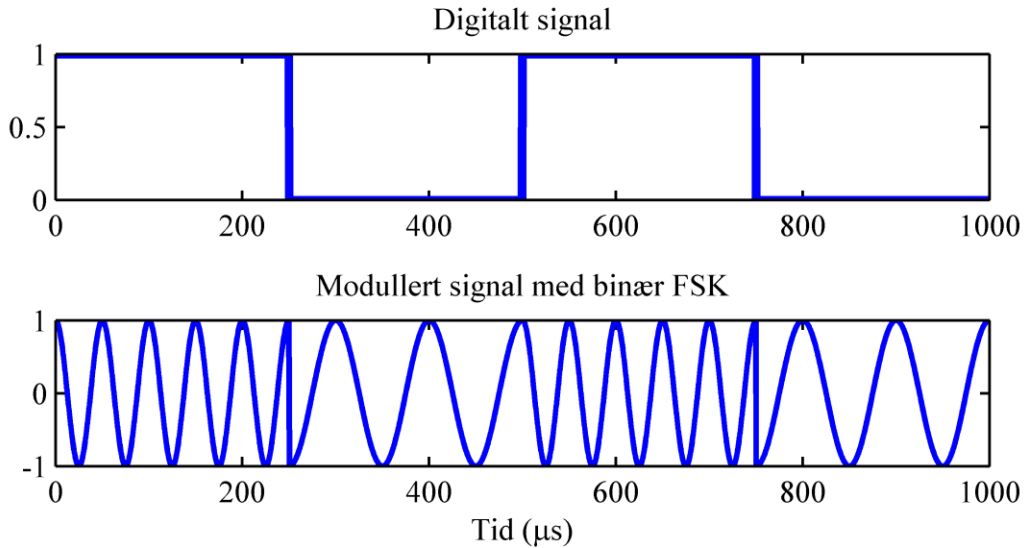
TBR-700 støtter i utgangspunktet en protokoll som benytter puls-posisjons modulasjon. Senderne gir da ut pulstog på 8 pulser. Første puls er en synkroniseringspuls, som fungerer som en tidsreferanse for påfølgende lyd-pulser. Mellom hver puls er det en minimumstid slik at eventuelle refleksjoner har tid til å dø ut. Etter dette definerte tidsintervallet er det laget 16 forskjellige tidsluker der en ny puls er forventet å dukke opp. På denne måten gir hver puls (etter den første) 4 bit med informasjon, og 8 pulser vil overføre  $4 \cdot 7 = 28$  bit. I Figur 3.5 er det vist DFT-verdier av en mottatt pulssekvens (type S256). Hver puls er 10 ms lang, minimumstiden mellom hver puls er på 380 ms og hver tidsluke mellom mulige verdier er 20 ms. Dette gjør at en sekvens typisk varer mellom 4-5 sekunder. Tiden varierer noe ettersom pulsene hele tiden bruker forrige puls som tidsreferanse.

De aktuelle senderne kan ikke lytte etter signaler, bare sende. Derfor er det nødvendig at sending skjer relativt sjeldent for å redusere faren for kollisjoner. En teknikk for å øke antall fiskemerker som kan fungere samtidig er å fordele senderne på forskjellige frekvenskanaler. En annen mulighet er å ta i bruk andre modulasjonsteknikker.

### 3.2.2 FSK («Frequency Shift Keying»)

I FSK overføres informasjon ved hjelp av pulser med forskjellig frekvens. For eksempel vil binær FSK sende pulser som kan ha to forskjellige frekvensverdier. Binærverdien 1 blir kalt «mark»-frekvensen og 0 blir kalt «space»-frekvensen. Deteksjon i mottakeren kan bli gjort ved at energien på de to aktuelle frekvensene blir sammenlignet. Figur 3.6 illustrer binær FSK. Det er også mulig å benytte flere frekvensbånd enn to. Da blir teknikken kalt *M-ary* FSK. Flere frekvensbånd vil kunne redusere problemet med flerveisinterferens, men det krever større båndbredde.

Symbol-synkronisering, som går ut på at mottakeren må synkronisere seg til det første mottatte signalet i den innkommende datastrømmen, er et kritisk punkt i implementasjonen av et kommunikasjonssystem (Benson et al., 2010). En mulig metode for binær FSK er å benytte en forhåndsdefinert synkroniseringssekvens. Da kan mottakeren beregne korrelasjonen mellom mottatt signal og referansesekvensen for å bestemme et synkroniseringspunkt.



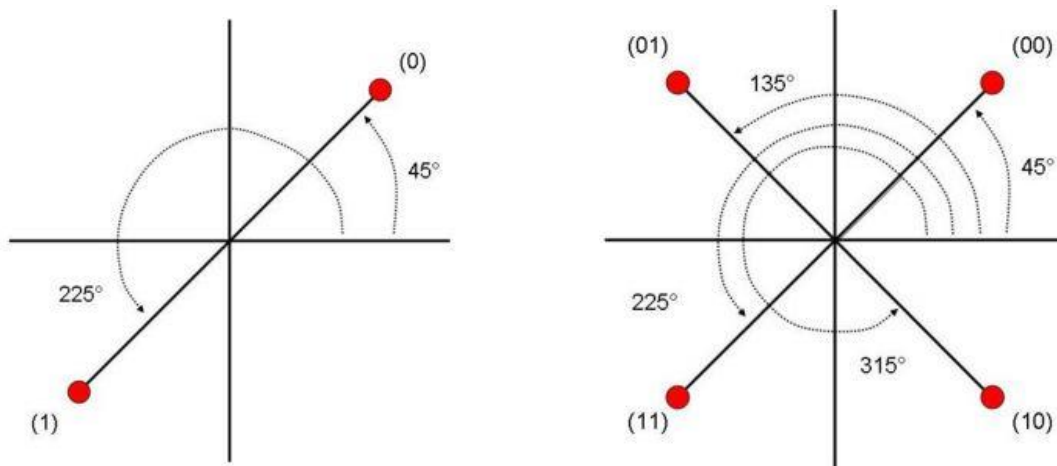
Figur 3.6 Binær FSK.

Elementlengden er hvor lang tid et symbol varer. Hvis hvert symbol varer for eksempel 10 ms blir kodehastigheten lik

$$\text{Kodehastigheten} = \frac{1}{\text{Elementlengde}} = \frac{1}{10\text{ms}} = 100 \text{ symboler/sekund} \quad (3.2)$$

### 3.2.3 PSK («Phase-shift keying»)

Denne teknikken går ut på å kode informasjon ved hjelp av M forskjellige faseskift i en kontinuerlig bæreølge. Figur 3.7 illustrerer dette i et faseagram for M = 2 (til venstre) og for M = 4 (til høyre). For å dekode signalene er det nødvendig å spore fasen til signalet. Når faseinformasjon brukes blir teknikken kalt koherent. For å øke dataratene i systemer med begrenset båndbredde er dette en utbredt teknikk, men den er følsom for kanalfluktuasjoner som kan forstyrre fasen. Hastigheten mellom sender og mottaker kan også føre til forskyvninger av fasen som følge av dopplereffekten.



Figur 3.7 PSK med (til venstre) to mulige og (til høyre) fire mulige faseverdier. (Kilde: [http://www.hill2dot0.com/wiki/index.php?title=Phase\\_shift\\_keying](http://www.hill2dot0.com/wiki/index.php?title=Phase_shift_keying))



### 3.2.4 DSSS («Direct-sequence spread spectrum»)

Dette er en teknikk som sprer informasjonssignalet over et større frekvensbånd enn den båndbredden som er nødvendig. Navnet kommer av at signalet hele tiden vil være spredt over hele båndbredden til senderen. Dataene som blir sendt blir multiplisert med en hurtigvarierende kodesekvens av enten 1 eller -1. Ved hjelp av denne koden kan dataene demoduleres i mottakeren. Ettersom koden må være kjent kan det bidra til større datasikkerhet. På grunn av autokorrelasjonsegenskaper i den spredte sekvensen, kan man undertrykke interferens mellom ulike symboler forårsaket av den varierende kommunikasjonslinken (Bridget & Ryan, 2012).

### 3.2.5 OFDM («Orthogonal frequency-division multiplexing»)

Dette er en form for frekvensdelt multipleksing. Frekvensdelt multipleksing går ut på at et frekvensbånd blir delt opp i flere mindre uavhengige frekvensbånd. Hvert slikt bånd utgjør da én kanal. Ettersom kanalene i prinsippet er uavhengige kan man benytte for eksempel puls-posisjons modulasjon eller PSK på hver av kanalene. De frekvensbåndene med høyest signal-til-støyforhold kan bli satt til å ha en høyere bitrate. OFDM har som hensikt å minimere interferens mellom nærliggende frekvenskanaler ved at data blir overført parallelt på flere ortogonale kanaler. TBR-700 er allerede programmert til å støtte dette, som man kan se ut fra Figur 2.18 ved at de aktuelle frekvensene er plassert slik at det minimerer interferensen fra nabokanaler.

## 4 Eksisterende teknologi

### 4.1 Mottakere beregnet på fisketelemetri

Det er flere selskaper som produserer fisketelemetrimottakere (blant annet Vemco, Lotek og ATS). Her kommer en oversikt over noen av produktene som allerede finnes, og som opererer i det aktuelle frekvensområdet (60-80 kHz). Informasjonen er hentet fra produsentenes hjemmesider.

*Vemco* har en mottaker som heter *VR2W-69 kHz*, som lytter etter signaler på 69 kHz. Denne består av en hydrofon, maskinvare og programvare for å detektere og dekode telemetrisignaler. Altså en mottaker som lytter på én kanal. Batterilevetiden er oppgitt til å være rundt 15 måneder og mottakeren kan lagre mer enn én million deteksjoner. Kommunikasjonen med programvareløsning på PC foregår via blåtann.

En annen mottaker er *WHS 2000* produsert av *Lotek*. Denne kan skanne sekvensielt gjennom 15 forskjellige frekvenser, inkludert 69 kHz. Dataene som blir detektert blir logget i et innebygd dataminne som kan lagre mer enn 50000 ulike deteksjoner. Batterilevetiden er 6-10 måneder.

**Tabell 2** Oversikt over noen eksisterende akustiske modemmer.

Navn (produsent)	Frekvensbånd (kHz)	Rekkevidde (m)	Datarate (bit/s)	Modulasjon
S2CR 48/78 (Evo Logics)	48-78	1000	≤ 31200	S2C
AquaComm (DSPComm)	16-30	3000	480	DSSS/OFDM
UWM1000 (LinkQuest Inc.)	26,77 - 44,62	≤ 350	9600-19200	DSSS
CDL Datum	16-30	3000	100 el. 480	DSSS/OFDM
AQUAModem 1000 (Aquatec)	7,5-12	≤ 20000	300-2000	FSK/DPSK
AQUAModem 500 (Aquatec)	27-31	250	25-100	PPC
Micron Modem (TriTech)	20-28	500	40	DSSS
MicroModem (WHOI)	-	-	80-5400	FSK/PSK
ATM-885 (Benthos inc.)	16-21	2000-6000	140-15360	FSK/PSK

## 4.2 Akustiske modemmer

For to-veis trådløs kommunikasjon under vann eksisterer det mange forskjellige akustiske modemmer. Et modem har til oppgave å modulere/demodulere analoge signaler slik at digitale signaler kan overføres mellom to enheter. Tabell 2 viser en oversikt over noen eksisterende akustiske modemmer. Informasjonen er hentet fra produsentenes hjemmesider. Generelt ser man at de fleste opererer på forholdsvis lave frekvenser, som gjør at de kan operere over lengre distanser. Bitraten er avhengig av blant annet støyforhold og flerveisinterferens, og i tabellen gjenspeiles dette ved at det er oppgitt ganske stor forskjell mellom minimum og maksimum datarate. For eksempel er bit/s for *ATM-885* oppgitt til å ligge mellom 140-15360. I tabellen ser man også at en del modemmer støtter flere modulasjonstyper, som for eksempel både FSK og PSK.

*Evo Logics* benytter en patentert teknologi kalt S2C («sweep-spread carrier») som baserer seg på en selv-tilpassende algoritme for å oppnå optimal datarate under ulike kommunikasjonsforhold. Denne teknikken er inspirert av hvordan delfiner og hvaler kontinuerlig sender lyder som varierer raskt mellom ulike frekvenser. Frekvenshoppingen er gjort i et mønster som motvirker problemet med flerveisinterferens.

## Del II Kartlegging av transducerens frekvensrespons og utvikling av multifrekvens telemetrimottaker

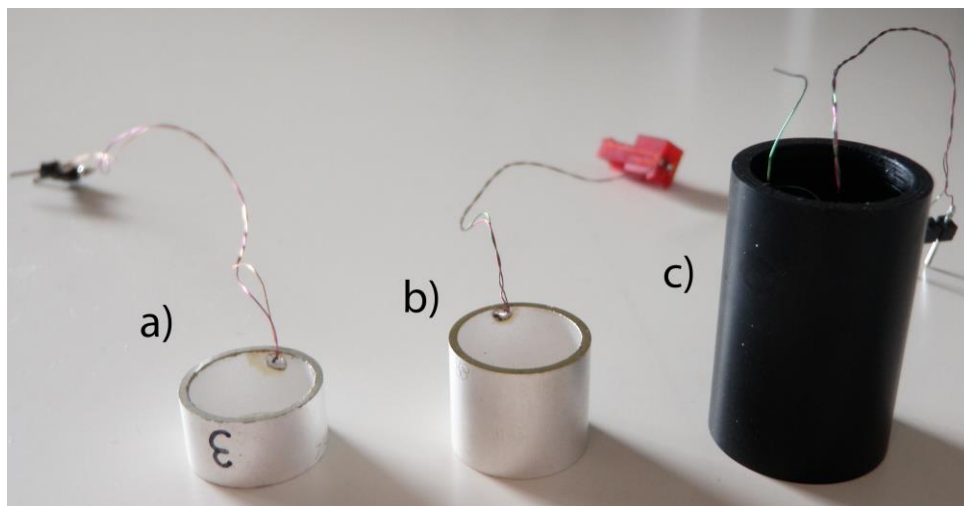


Figur 5.1 Karakterisering av transducere med HP 4194A Impedance/gain-phase analyzer.

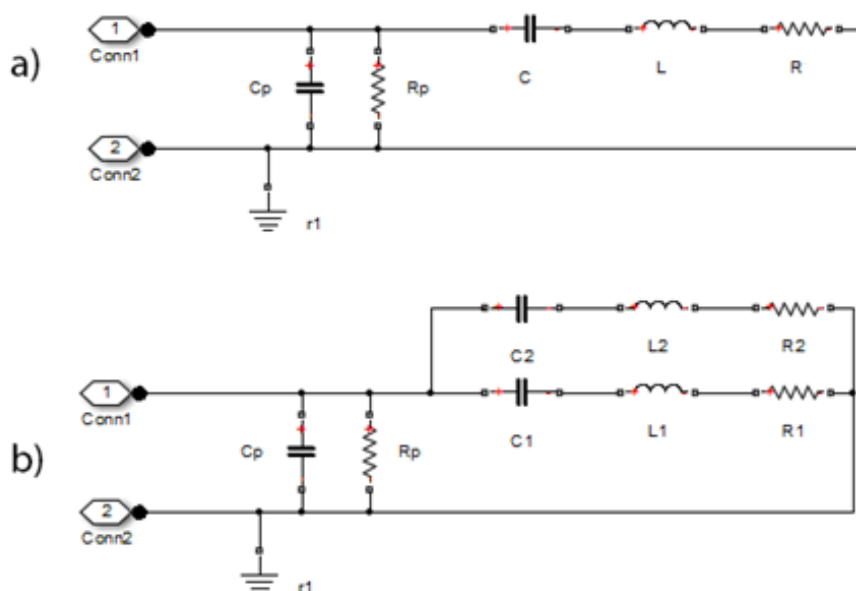
## 5 Kartlegging og modellering av transducere

Det er blitt benyttet en HP 4194A Impedance/gain-phase analyzer (vist i Figur 5.1) for å måle frekvensresponser til transducere. Hensikten var å kartlegge transducernes egenskaper og bruke målingene for å finne parameterverdier i modeller. I utgangspunktet hadde man bare tenkt å foreta en karakterisering av transducere med lengde 12,5 mm, men etter flere målinger og analyser ble det bestemt også å teste transducere med lengde 8 mm.

På grunn av lang leveringstid på ABS-plast fra USA ble det laget noen ABS-tupper av den plastbolten som var tilgjengelig. Disse tuppene skal etterligne den nederste delen av innkapslingen til TBR-700 (der transduceren sitter). For å ha et festepunkt under målinger i vann er de laget litt lengre enn den nederste tuppen er originalt (forlenget fra 1,7 – 3 cm). Transducerne er støpt inn i bunnen av ABS-tuppene ved hjelp av epoxy. På innsiden av transduceren er det luft, og den beskyttende plasten gjør at den kan operere i vann. Figur



Figur 5.2 Transducer a) har:  $L = 8$  mm,  $r = 6,8$  mm,  $t = 1$  mm, b) har:  $L = 12,5$  mm,  $r = 6,8$  mm,  $t = 1$  mm. Den svarte plasttuppen i c) er laget av ABS-plast og fungerer som innkapsling.



Figur 5.3 Transducermodeller i *Simulink*.

5.2 viser (fra venstre) først en transducer med lengde 8 mm, deretter en transducer med lengde 12,5 mm og til slutt en av de nevnte ABS-tuppene. Ettersom det er lengden som skiller de to forskjellige transducerne som er blitt testet, vil man av og til bare referere til enten transducere med  $L = 12,5$  mm eller transducere med  $L = 8$  mm. Gjennomsnittlig radius vil i begge tilfeller være 6,8 mm og veggtykkelsen 1 mm.

I karakteriseringene vil  $R_p$ ,  $C_p$ ,  $R$ ,  $L$  og  $C$  være kretsparameterne vist i Figur 2.14, altså ekvivalentkretsen uten transformator. Dette vil gjelde for alle modellene med én RLC-gren. I det tilfelle to resonanstopper modelleres vil det bli tatt i bruk 2 RLC-grener der parameterne er:  $R_p$ ,  $C_p$ ,  $R_1$ ,  $L_1$ ,  $C_1$ ,  $R_2$ ,  $L_2$  og  $C_2$ . Simuleringene er gjort ved hjelp av verktøyet *simscape* i *Simulink* og resultater er importert og plottet i *Matlab*. De to nevnte modellene er vist i Figur 5.3. For å kartlegge flere resonanstopper og mulig påvirkning av koblede vibrasjoner er formel (2.25) benyttet, mens modellen til Ebenezer (1996) (ekvivalent med modell gitt i (Haskins & Walsh, 1957)) er brukt til å fastsette piezoelektriske konstanter.

Målingene gjort med *HP 4194A* er utført ved at nøkkelverdier er notert ned på ark i tillegg til at grafene er fotografert med et kamera. Det er de noterte verdiene som danner basisen for modellene. Fotografiene er brukt til å kunne gi et omtrentlig bilde av hvordan de målte karakteristikkene ser ut, men også til å sammenligne hvor godt de målte verdiene samsvarer med de resulterende modellene. For å kunne sammenligne verdiene, er det laget plot i *Matlab* med samme rutenett og verdier på aksene som gitt av *HP 4194A*. I en del tilfeller er rutenett og grafer for både målinger og modeller lagt over hverandre slik at verdiene er enklere å sammenligne.

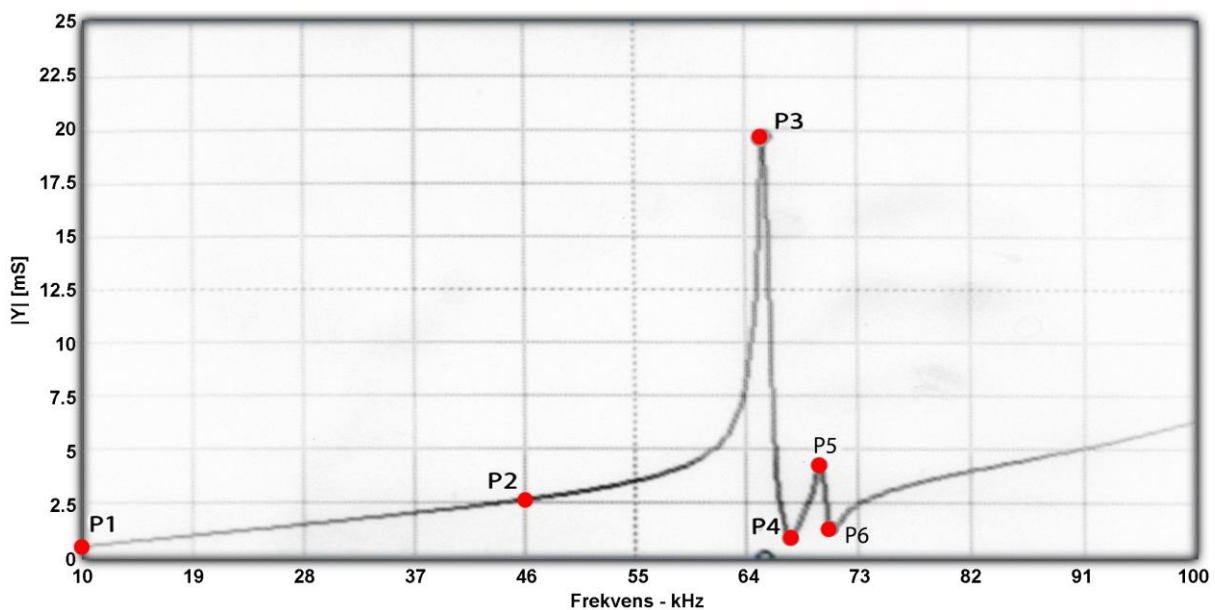
## 5.1 Transducere med $L = 12,5$ mm, $r = 6,8$ mm og $t = 1$ mm

TBR-700 bruker i utgangspunktet en transducer med lengde 12,5 mm, radius 6,8 mm og tykkelse på én millimeter. Derfor var det naturlig å starte med disse dimensjonene i karakteriseringen. TBR-700 er designet for å operere ved resonans, det vil si den første resonanstoppen (transducere jobber i 31-modus). Derfor er det blitt fokusert på å karakterisere denne toppen, men også eventuelt andre nærliggende resonanser. For å få et mest mulig helhetlig bilde er det gjort målinger på 5 transducere med samme dimensjoner, og gjennomsnittsverdier er benyttet i modelleringen.

### 5.1.1 Målinger og modellering uten innkapsling i luft

#### Målinger av $f_m$ og $f_n$

Som vi har sett i teoridelen, vil frekvensen der admittansen har sin maksimumsverdi være tilnærmet serieresonansfrekvensen  $f_r$  når  $R$  antas å være forholdsvis liten. På samme måte vil frekvensen for minimum admittans  $f_n$  være tilnærmet lik parallellresonansfrekvensen  $f_p$ . Et frekvenssveip av admittansen viste to lokale maksimum i området 10-100 kHz. Disse to maksimumspunktene er merket med P3 og P5 i Figur 5.4. For å få nøyaktige målinger av både maks- og minimumspunktene ble det gjort et nytt frekvenssveip i området 64-72 kHz. For hver av de fem transduserne ble verdiene for punkt P1-P6 notert, som er gjengitt i Tabell 3. De to første punktene er tatt med for å bestemme den frie kapasitansen  $C_f$ . De to første punktene P1 og P2 er målt ved faste frekvenser, mens punktene P3-P6 er målt ved topp- og minimumspunkter. Flere målinger gjort av admittansen og impedansen er gitt i Vedlegg A.1.



Figur 5.4 Frekvenssveip fra 10-100 kHz av admittansen  $|Y|$ .

**Tabell 3** Målinger gjort av admittansen.

Punkt:		1	2	3	4	5	6
Transducer 1	Y  [mS]	0,52	2,62	20,17	0,80	4,32	1,21
	f [kHz]	10	46	65,46	67,52	69,98	70,84
Transducer 2	Y  [mS]	0,52	2,57	19,11	0,82	3,99	1,29
	f [kHz]	10	46	65,50	67,48	69,94	70,86
Transducer 3	Y  [mS]	0,54	2,70	20,45	0,87	3,93	1,36
	f [kHz]	10	46	65,26	67,30	69,38	70,28
Transducer 4	Y  [mS]	0,53	2,63	19,80	0,82	4,07	1,29
	f [kHz]	10	46	65,58	67,58	69,96	70,82
Transducer 5	Y  [mS]	0,53	2,68	21,40	0,78	4,03	1,16
	f [kHz]	10	46	65,28	67,36	69,58	70,48
Gj.snitt	Y  [mS]	<b>0,53</b>	<b>2,64</b>	<b>20,19</b>	<b>0,82</b>	<b>4,07</b>	<b>1,26</b>
	f [kHz]	<b>10</b>	<b>46</b>	<b>65,42</b>	<b>67,45</b>	<b>69,77</b>	<b>70,66</b>

### Kapasitansen $C_f$

Under første resonans vil stigningstallet til admittansen være tilnærmet lik den frie kapasitansen  $C_f$ . I Figur 5.4 ser man at admittansen stiger relativt lineært fram til omtrent 46 kHz. Derfor er det gjort målinger ved 10 og 46 kHz for å estimere  $C_f$  ut i fra beregnet stigningstall:

$$C_f \approx \frac{Y(f = 46\text{kHz}) - Y(f = 10\text{kHz})}{2 \cdot \pi \cdot 36000} \quad (5.1)$$

Gjennomsnittsverdien av  $C_f$  for de 5 transducerne er beregnet til å være 9,34 nF (se Tabell 4). HP 4194A har en egen modus for å måle kapasitans. Det ble også gjort tester med bruk av denne. Gjennomsnittsverdien for de 5 transducerne ble da 8,39 nF ved 10 kHz (se vedlegg A.1), som er vesentlig lavere enn verdien utregnet ved hjelp av stigningstall. Hvis man antar at  $|Y(f = 0 \text{ kHz})| = 0$  (neglisjerer  $R_p$ ), og beregner gjennomsnittlig stigningstall fra 0 – 10 kHz, får man:

$$C_f \approx \frac{Y(f = 10\text{kHz}) - Y(f = 0\text{kHz})}{2 \cdot \pi \cdot 10000} \approx 8,4 \text{ nF} \quad (5.2)$$

Runder man av verdien målt med HP 4194A i kapasitansmodus blir den lik verdien beregnet basert på stigningstallet fra 0-10 kHz. Dette tyder på at stigningstallet varierer i området under resonanstoppen. Ved å benytte verdier for gjennomsnittlig stigningstall i området 10-46 kHz fikk man bra samsvar mellom modell og målte verdier, som vil bli vist litt senere.

**Tabell 4** Beregninger av kapasitans.

	$C_f$ [nF]
T1	9,25
T2	9,09
T3	9,56
T4	9,30
T5	9,49
<b>Gj.snitt</b>	<b>9,34</b>

### Bestemmelse av $R$ og $R_p$ ved hjelp av admittanssirkler

For å fastsette  $R$  er det gjort målinger av diameteren til admittanssirkelen for alle 5 transducerne, og måldataene er vist i Figur 5.5. Gjennomsnittsverdiene gir da at ved punkt 1 er  $Y (f = 79,3 \text{ Hz}) = (0,1 + 3,7j) \text{ mS}$ , og ved punkt 2 er  $Y (f \approx f_r) = (19,7 + 2,8j) \text{ mS}$ . Dette gir at

$$R \approx \frac{1}{(19,7 - 0,1) \cdot 10^{-3}} \approx 51 \Omega \quad (5.3)$$

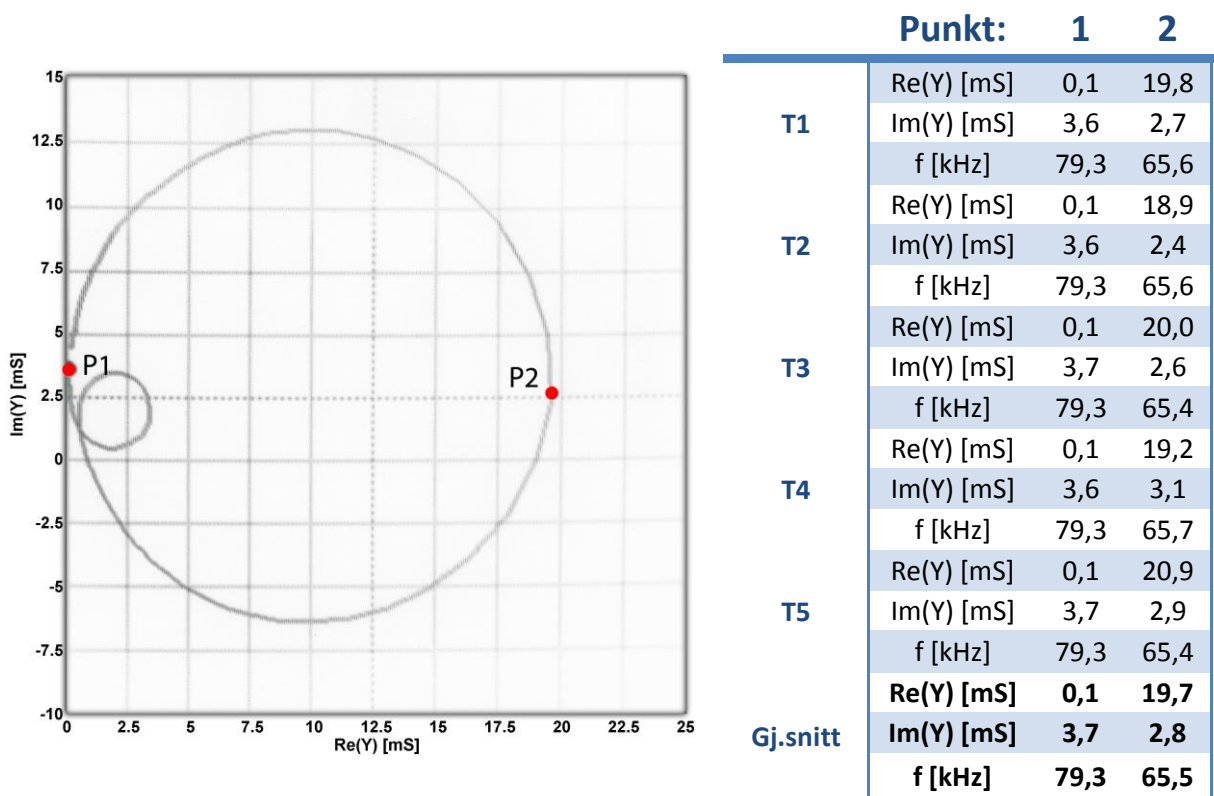
Motstanden  $R_p$  kan bli estimert ved hjelp av

$$R_p \approx \frac{1}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 10 \text{ k}\Omega \quad (5.4)$$

Hvis man benytter at dissipasjonsfaktoren  $\tan(\delta)$  er lik 0,02 (som er oppgitt i Tabell 1 for et materiale i samme kategori som benyttet i de aktuelle transducerne) får man at

$$R_p = \frac{1}{\omega C_f \tan(\delta)} \approx \begin{cases} 15,8 \text{ k}\Omega \text{ for } f = 60 \text{ kHz} \\ 11,9 \text{ k}\Omega \text{ for } f = 80 \text{ kHz} \end{cases} \quad (5.5)$$

$R_p$  representerer dielektrisk tap, som øker med økende frekvens. Lavere motstandsverdi gir høyere tap. Formel (5.4) for  $R_p$  baserer seg på målt verdi av  $\text{Re}(Y)$  for  $f = 79,3 \text{ kHz}$ , altså i den øvre delen av det mest interessante området, derfor kan man anta at motstanden er  $10 \text{ k}\Omega$  eller større i området 60-80 kHz. I tillegg ser man at verdien stemmer ganske bra med beregnet verdi når dissipasjonsfaktoren er 0,02 og  $f = 80 \text{ kHz}$ , som da gav  $11,9 \text{ k}\Omega$ . Ettersom  $R_p$  i modellen antas å være konstant, vil modellens gyldighet begrenses til rundt den aktuelle resonansfrekvensen.



Figur 5.5 Admittanssirkel med målepunkter og tabell med resultater.



## Modellering

Det har blitt brukt to modeller for transducere med  $L = 12,5$  mm. Den ene tar utgangspunkt i den første resonanstoppen og modellerer denne med metoden vist i teoridelen av rapporten. Den metoden antar at det ikke er andre resonanstopper i nærheten, som i dette tilfellet ikke stemmer. For å imøtekomme denne svakheten er det også implementert en modell med to RLC-grener.

Den effektive koblingskoeffisienten blir for den første resonanstoppen:

$$k_{eff}^2 = 1 - \left(\frac{f_r}{f_p}\right)^2 = 0,059 \Rightarrow k_{eff} = 0,244 \quad (5.6)$$

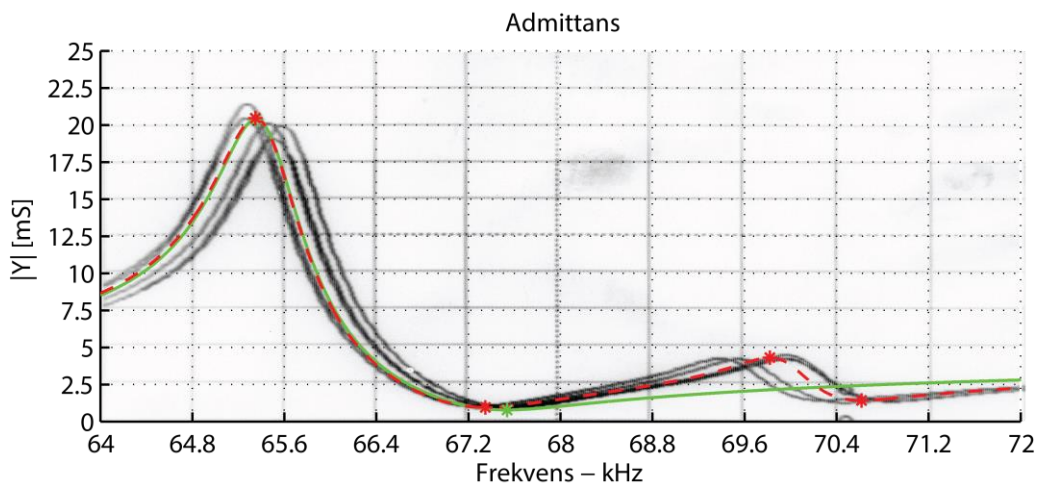
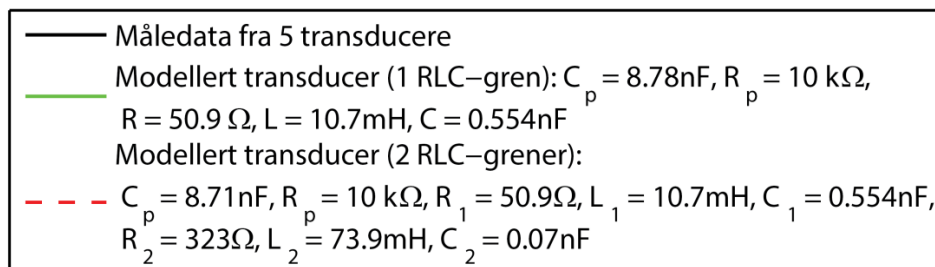
Dette sammen med  $C_f$  kan videre brukes til å bestemme  $C_p$  og  $C$ :

$$\begin{aligned} C_p &= C_f(1 - k_{eff}^2) = 8,784 \text{ nF} \\ C &= C_f k_{eff}^2 = 0,554 \text{ nF} \end{aligned} \quad (5.7)$$

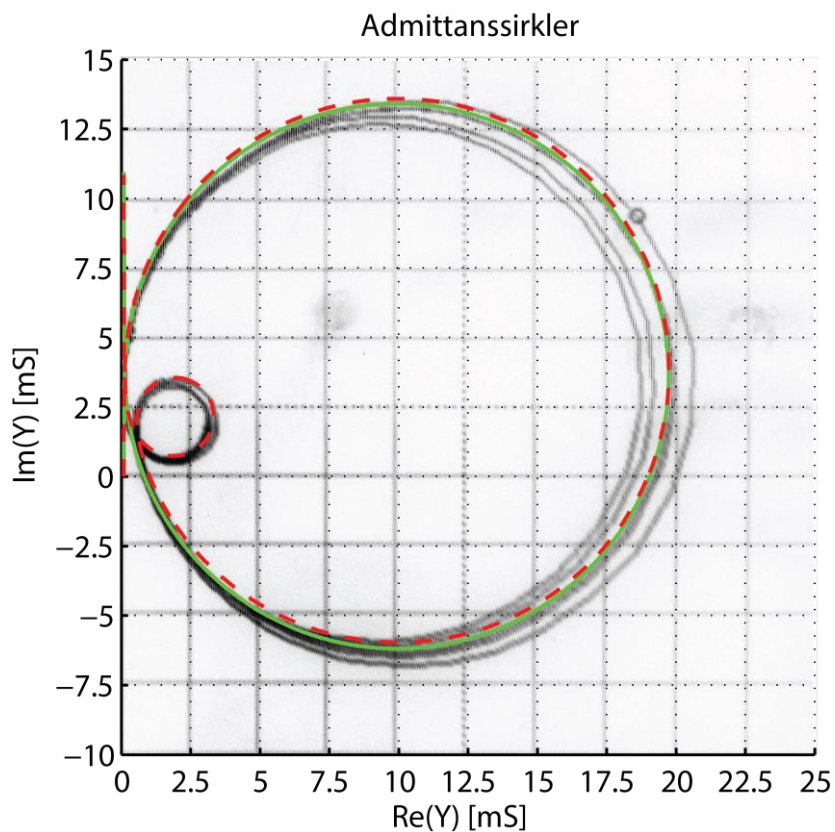
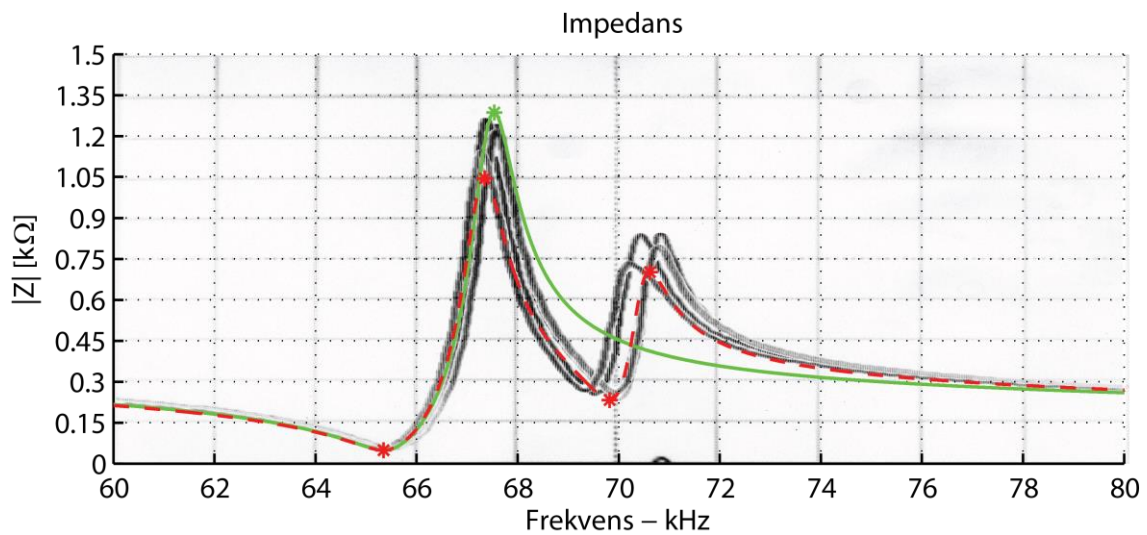
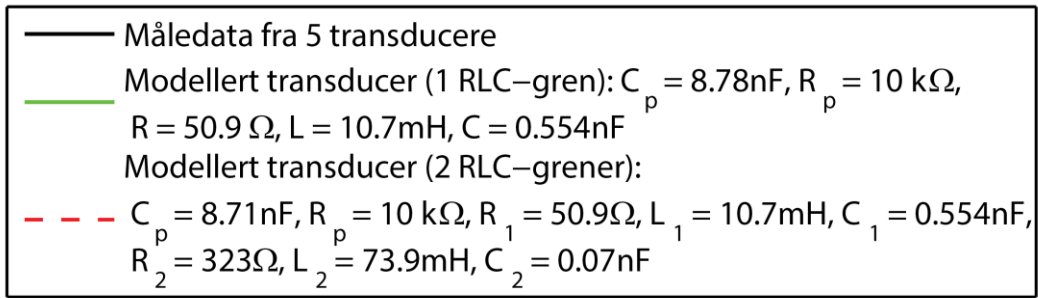
Som til slutt gir at

$$L = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 C} = 10,7 \text{ mH} \quad (5.8)$$

Sammen med  $R = 51 \Omega$  og  $R_p = 10 \text{ k}\Omega$  har man nå de nødvendige parameterne til modellen med én RLC-gren. I modellen med 2 RLC-grener er det tatt utgangspunkt i verdiene fra modellen med én gren, før man deretter har tunet verdier til grafene stemte bra overens med målingene. Modellerte verdier sammenlignet med målte verdier er vist i Figur 5.6 og Figur 5.7 for admittans, impedans og admittanssirkler.



**Figur 5.6** Målinger sammenlignet med modellerte verdier for admittans. Transducerene som er brukt har  $L = 12,5$  mm,  $r = 6,8$  mm og  $t = 1$  mm.



**Figur 5.7** Målinger sammenlignet med modellerte verdier for impedans og admittanssirkler. Transducere som er brukt har  $L = 12,5\text{ mm}$ ,  $r = 6,8\text{ mm}$  og  $t = 1\text{ mm}$ .

## Andre svingemoder

Et frekvenssveip fra 10 til 1000 kHz avdekket enda flere resonanstopper, den målte admittansen er vist med grønt i Figur 5.8. Hvis man ser bort fra de toppene som allerede er omtalt, viste det seg 5 nye toppe med avtagende amplitude.

Fra teoridelen ble det vist hvordan ligning (2.25) predikterer resonansfrekvenser for en sylinder med tynne vegger. Aspektforholdet for de gjeldende transducerne er

$$\frac{L}{2r} = \frac{12,5}{2 \cdot 6,8} \approx 0,919 \quad (5.9)$$

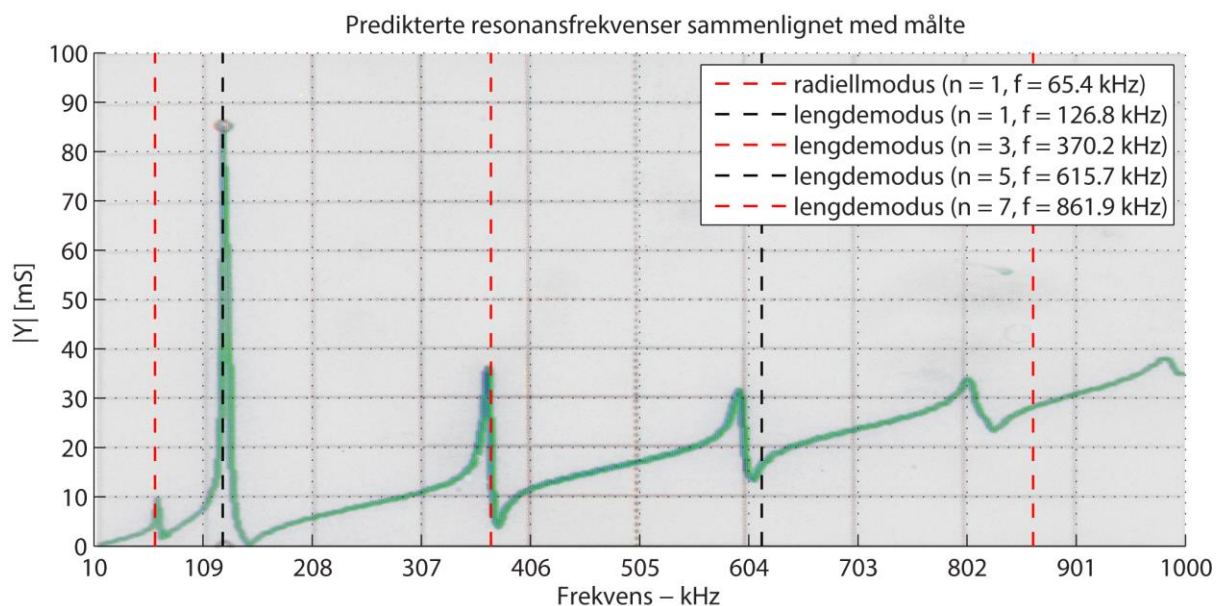
Dette forholdet er vist med rød strek i Figur 5.9, der normaliserte resonansfrekvenser er plottet som funksjon av  $L/2r$ . Resonanstoppen til den radielle moden er målt til å være 65,42 kHz (se Tabell 3), som ut fra modellen til Haskins og Walsh (1957) er 3 % lavere enn frekvensen ville vært for en kort ring. Av dette kan man estimere ringresonansen:

$$f_{ring} = \frac{65,42 \text{ kHz}}{0,97} = 67,44 \text{ kHz} \quad (5.10)$$

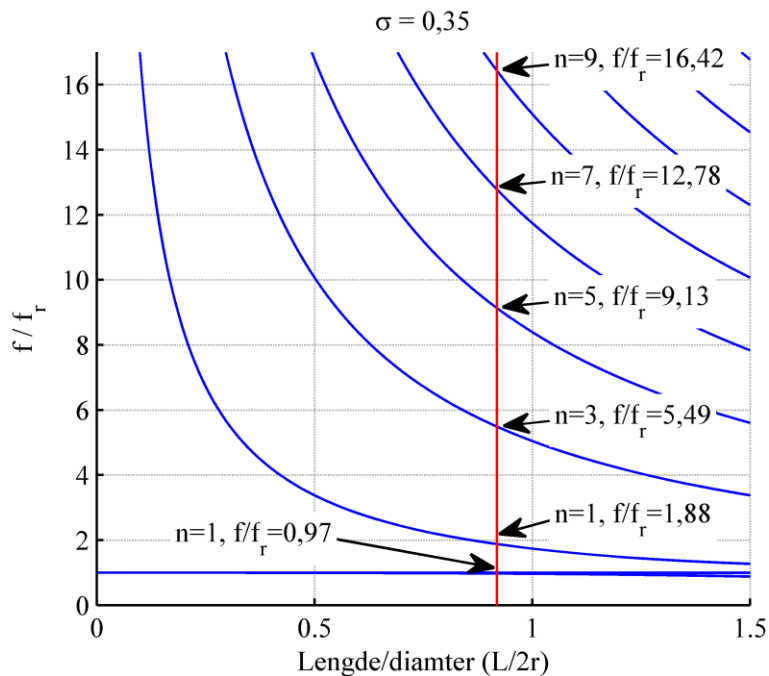
Ved å multiplisere ringresonansen med  $f/f_r$  for de ulike vibrasjonsmodene i Figur 5.9 får man følgende estimat for resonansfrekvensene:

- Radiellmode –  $n = 1$ :  $0,97 \cdot 67,44 \text{ kHz} = 65,4 \text{ kHz}$
- Lengdemode –  $n = 1$ :  $1,88 \cdot 67,44 \text{ kHz} = 126,8 \text{ kHz}$
- Lengdemode –  $n = 3$ :  $5,49 \cdot 67,44 \text{ kHz} = 370,2 \text{ kHz}$
- Lengdemode –  $n = 5$ :  $9,13 \cdot 67,44 \text{ kHz} = 615,7 \text{ kHz}$
- Lengdemode –  $n = 7$ :  $12,78 \cdot 67,44 \text{ kHz} = 861,9 \text{ kHz}$

I Figur 5.18 ser man at modellen til Haskin og Walsh stemmer bra for de første resonansfrekvensene, men avviker mer og mer etter hvert som frekvensen øker.



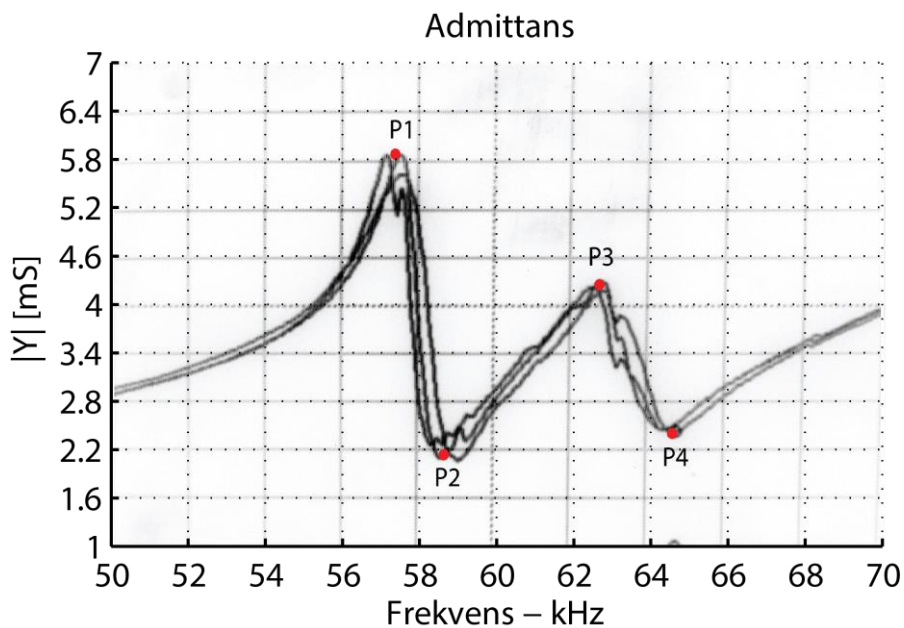
Figur 5.8 Resonanstopper i intervallet 10-1000 kHz.



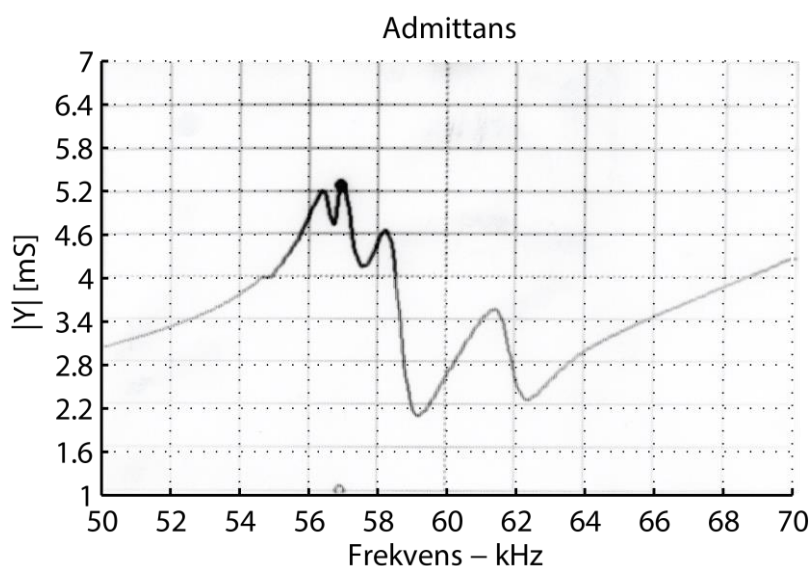
Figur 5.9 Estimering av resonansfrekvenser.

### Målinger med innkapsling i luft

For å undersøke innkapslingens påvirkning ble det, som nevnt tidligere, laget noen ABS-tupper som transducerne ble festet ned. Det første som viste seg da man skulle gjøre målinger, var at tre av transducerne (transducer 1, 4 og 5) oppførte seg ganske likt og med klare resonanstopper (vist i Figur 5.10), mens transducer 2 og 3 hadde en mer uklar respons. Figur 5.11 viser admittansen til transducer 3, altså mange små ekstra topper. En årsak kan være luftbobler i epoxyen som transducerne ble festet med. På grunn av dette har man valgt



Figur 5.10 Målt admittans til transducer 1, 4 og 5 med innkapsling og i luft.



**Figur 5.11** Målt admittans til transducer 3 med innkapsling og i luft.

å benytte bare transducer 1, 4 og 5 i de videre målingene.

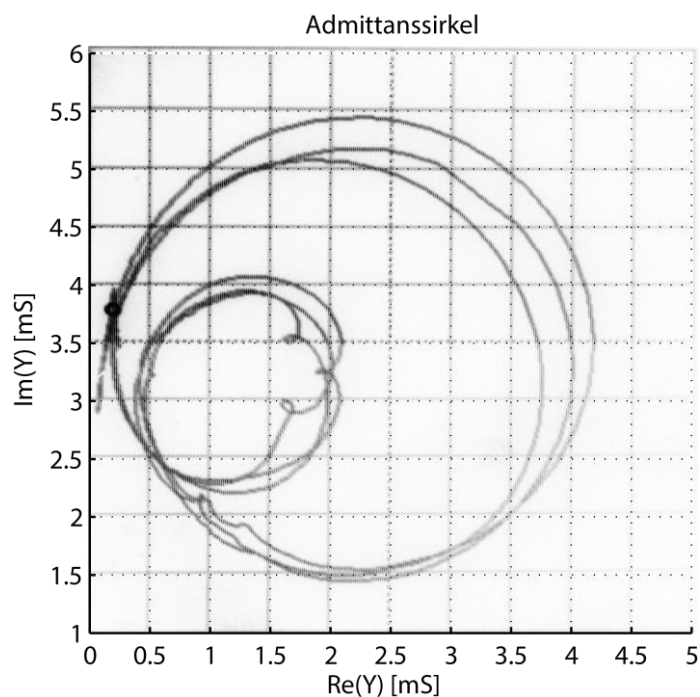
Ekstremalpunktene til admittansen ble målt for punktene påtegnet i Figur 5.10 og verdiene er gjengitt i Tabell 5. Sammenlignet med transducerne uten innkapsling ser man at:

- Toppunktet til første resonans har flyttet seg fra 65,5 til 57,4 kHz.
- Minimumspunktet til første resonans har flyttet seg fra 67,5 til 58,9 kHz.
- Toppunktet til andre resonans har flyttet seg fra 69,8 til 62,8 kHz.
- Minimumspunktet til andre resonans har flyttet seg fra 70,7 til 64,8 kHz.

En annen observasjon er at maksimumsverdien av admittansen er redusert fra 20,2 til 5,74 mS for den første resonansen, mens det er en liten økning fra 4,1 mS til 4,2 mS for den andre resonanstoppen. Målinger av admittanssirkler er vist i Figur 5.12.

**Tabell 5** Målte verdier for transducer 1, 4 og 5.

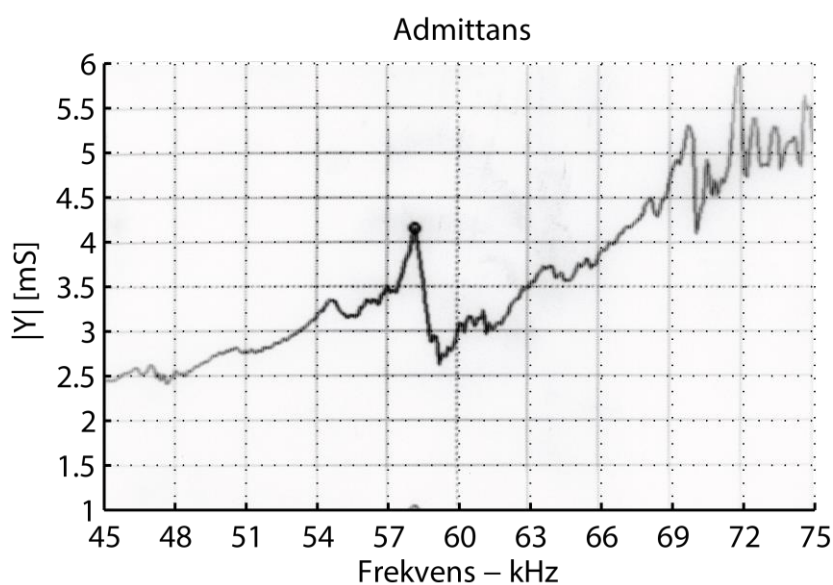
	Punkt:	1	2	3	4
Transducer 1	Y  [mS]	5,6	2,2	4,2	2,4
	f [kHz]	57,4	58,7	62,7	64,6
Transducer 4	Y  [mS]	5,8	2,1	4,3	2,5
	f [kHz]	57,5	58,9	62,8	64,5
Transducer 5	Y  [mS]	5,8	2,0	4,2	2,4
	f [kHz]	57,5	59,2	63,0	64,8
Gj.snitt	Y  [mS]	5,7	2,1	4,2	2,5
	f [kHz]	57,4	58,9	62,8	64,6



**Figur 5.12** Målt admittanssirkler til transducer 1, 4 og 5 med innkapsling og i luft.

### Målinger med innkapsling i vann

Ideelt sett ønsker man ikke refleksjoner når man gjør målinger i vann, men på grunn av at måleinstrumentet var stort og tungt var det ikke praktisk å gjøre målinger i et stort basseng. Det man derimot gjorde var å bruke skumplast som isolasjon rundt kantene i karet man fylte med vann. For å få ut luftbobler i skumplasten ble denne klemt mange ganger mens den var nede i vannet. Denne løsningen så ut til å virke delvis, ettersom en del av støyen ble redusert med bruk av skumplasten. Måling av admittansen for transducer 1 er vist i Figur 5.13, som



**Figur 5.13** Målt admittans til transducer 1 med innkapsling i vann.

viser én resonanstopp ved 58,2 kHz. For transducer 4 og 5 ble tilsvarende resonanser målt til å ligge ved 58,3 kHz. Tendensen er at den største av resonanstoppene nå ser ut til å dominere, mens den mindre toppen ser ut til å bli mye mindre markant (kan se en antydning like etter toppen, men på grunn av støy blir bildet litt uklart).

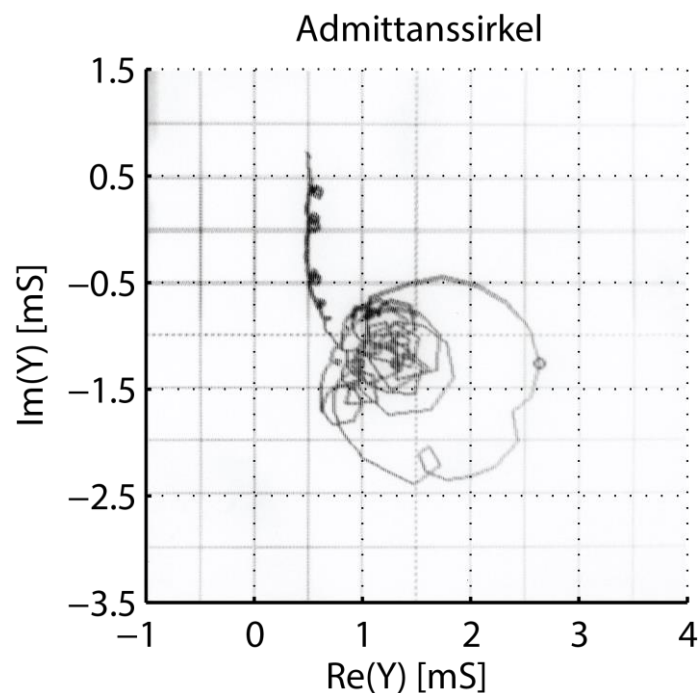
For å få et estimat av strålingsmotstanden er det blitt gjort målinger av admittanssirkelen til en transducer med innkapsling i vann. Figur 5.14 viser at diameteren til sirkelen blir omtrent 2 mS. Nå kan man finne følgende sammenhenger:

- Diameter uten innkapsling i luft: ca. 19,6 mS  $\Rightarrow R \approx 51 \Omega$
- Diameter med innkapsling i luft: ca. 3,8 mS  $\Rightarrow R \approx 263 \Omega$
- Diameter med innkapsling i vann: ca. 2,0 mS  $\Rightarrow R \approx 500 \Omega$

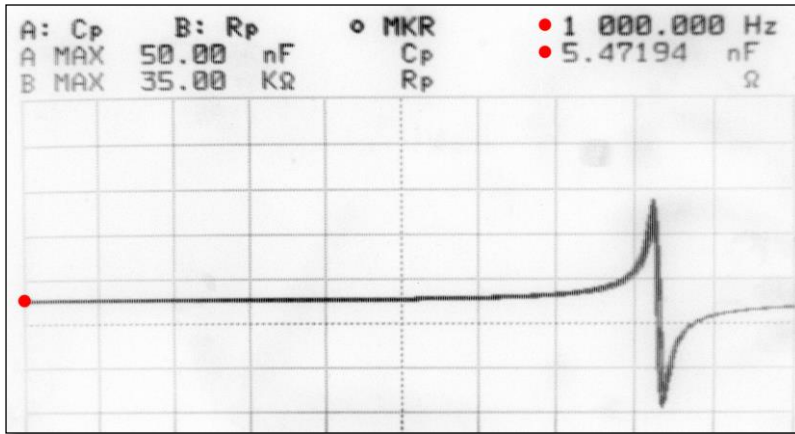
I tillegg ser man at det dielektriske tapet representert med  $R_p$  ser ut til å øke, ettersom avstanden fra y-aksen til ringen øker:

$$R_p \approx \frac{1}{0,6 \cdot 10^{-3}} \approx 17 \text{ k}\Omega \quad (5.11)$$

Tuning med spole i parallell vil bli nøyere kartlagt i et eget avsnitt, men effekten med tanke på admittanssirklene er at hele sirkelen flyttes i y-retning, og posisjonen bestemmes av størrelsen på spolen. Med en spole på 0,68 mH ser man at midtpunktet i y-retning ligger på omtrent  $Im(Y) = -1,5 \text{ mS}$ .



**Figur 5.14** Målinger med innkapsling og i vann med 12,5 mm transducer (nr. 1) tunet med spole på 0,68 mH.



	$C_f$ [nF]
T1	5,35
T2	5,15
T3	5,38
T4	5,46
T5	5,47
Gj.snitt	5,36

Figur 5.15 Målinger av kapasitans.

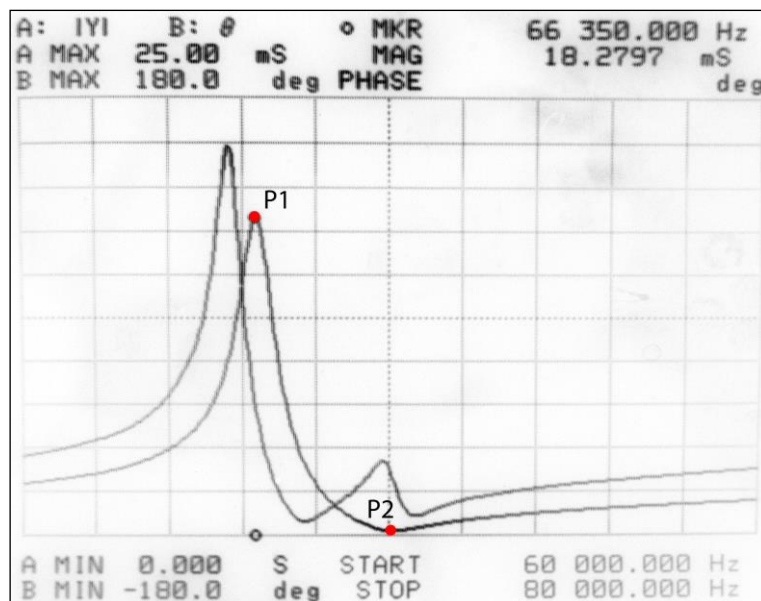
## 5.2 Transducere med $L = 8$ mm, $r = 6,8$ mm og $t = 1$ mm

For å teste transducere med lengde 8 mm, ble det brukt en diamantsliper for å redusere lengden på de som originalt var 12,5 mm. Denne teknikken gir en jevn kuttoverflate og ser ikke ut til å påvirke materialegenskapene vesentlig.

### 5.2.1 Målinger og modellering uten innkapsling i luft

#### Kapasitansen $C_f$

Det ble forsøkt tre ulike måter å måle kapasitansen. Først ble det gjort målinger med *HP 4194A* sin kapasitansmodus. Kapasitansen for de 5 transduserne ble målt ved 1 kHz, og resultatene er vist i Figur 5.15. Gjennomsnittsverdien ble da 5,36 nF. Disse verdiene for  $C_f$  gav godt samsvar mellom modell og målinger. Det ble også gjort målinger basert på stigningstallet til  $Im(Y)$  (i intervallet 1-41 kHz) og med et multimeter (*digital multimeter EM*



Figur 5.16 Admittans til transducer med  $L = 8$  mm med (merket med to målepunkter) sammenlignet med responsen til transducer med  $L = 12,5$  mm.



Tabell 6 Målte admittansverdier for punktene merket i Figur 5.16.

	Punkt:	1	2
Transducer 1	Y  [mS]	17,93	0,21
	f [kHz]	66,45	70,20
Transducer 2	Y  [mS]	16,69	0,22
	f [kHz]	66,70	70,15
Transducer 3	Y  [mS]	16,82	0,22
	f [kHz]	66,65	70,30
Transducer 4	Y  [mS]	18,64	0,22
	f [kHz]	66,40	70,05
Transducer 5	Y  [mS]	16,28	0,23
	f [kHz]	66,65	70,25
Gj.snitt	Y  [mS]	17,27	0,22
	f [kHz]	66,57	70,19

61, BILTEMA) som gav henholdsvis 5,56 og 4,88 nF som gjennomsnittsverdier. Som vi snart skal se, vil multimeteret sin verdi tilsvare omtrent utregnede verdier for  $C_p$ . En observasjon er at stigningstallet for kapasitansen var jevnere for transducere med lengde 8 mm sammenlignet med de på 12,5 mm.

### Målinger av $f_m$ og $f_n$

Når lengden var redusert fra 12,5 mm til 8 mm, viste målingene kun én resonanstopp i intervallet 60 – 80 kHz. Figur 5.16 viser en sammenligning av karakteristikken for de to ulike lengdene. Transducere med lengde 12,5 mm har to resonansstopper, og den mest dominerende toppen ligger lavere i frekvens enn resonanstoppen til transducere med lengde 8 mm. I figuren ser man også at amplituden til admittansen blir redusert med redusert lengde. Det er markert to punkter i grafen for transducere med  $L = 8$  mm, som er toppunktet  $f_m$  og minimumspunktet  $f_n$ . Målinger av disse punktene er gjort for 5 transducere med lengde 8 mm, og resultatene er gitt i Tabell 6. Gjennomsnittlig  $f_m$  ligger nå på 66,57 kHz sammenlignet med 65,42 kHz for  $L = 12,5$  mm.

### Bestemmelse av $R$ og $R_p$

Gjennomsnittlig diameter til admittanssirkelene ble målt til å være 17,42 mS (se Vedlegg A.2). Det gir følgende estimat for  $R$ :

$$R = \frac{1}{17,42 \cdot 0,001} \approx 57,4 \Omega \quad (5.12)$$

Hvis man antar at dissipasjonsfaktoren  $\tan(\delta)$  er på 0,02 får man følgende teoretiske verdier for  $R_p$ :

$$R_p = \frac{1}{\omega C_f \tan(\delta)} \approx \begin{cases} 24,7 \text{ k}\Omega \text{ for } f = 60 \text{ kHz} \\ 18,6 \text{ k}\Omega \text{ for } f = 80 \text{ kHz} \end{cases} \text{ når } C_f = 5,36 \text{ nF} \quad (5.13)$$

Disse verdiene viste seg imidlertid å gi for små verdier for impedansen ved parallellresonansfrekvensen ( $\approx f_n$ ) i modellen sammenlignet med målt karakteristik. Etter en del testing av ulike verdier, viste det seg at modellen stemte best med målte verdier hvis  $R_p$  ble satt til en høy verdi (1 M $\Omega$ ), altså lite dielektrisk tap.

## Modellering

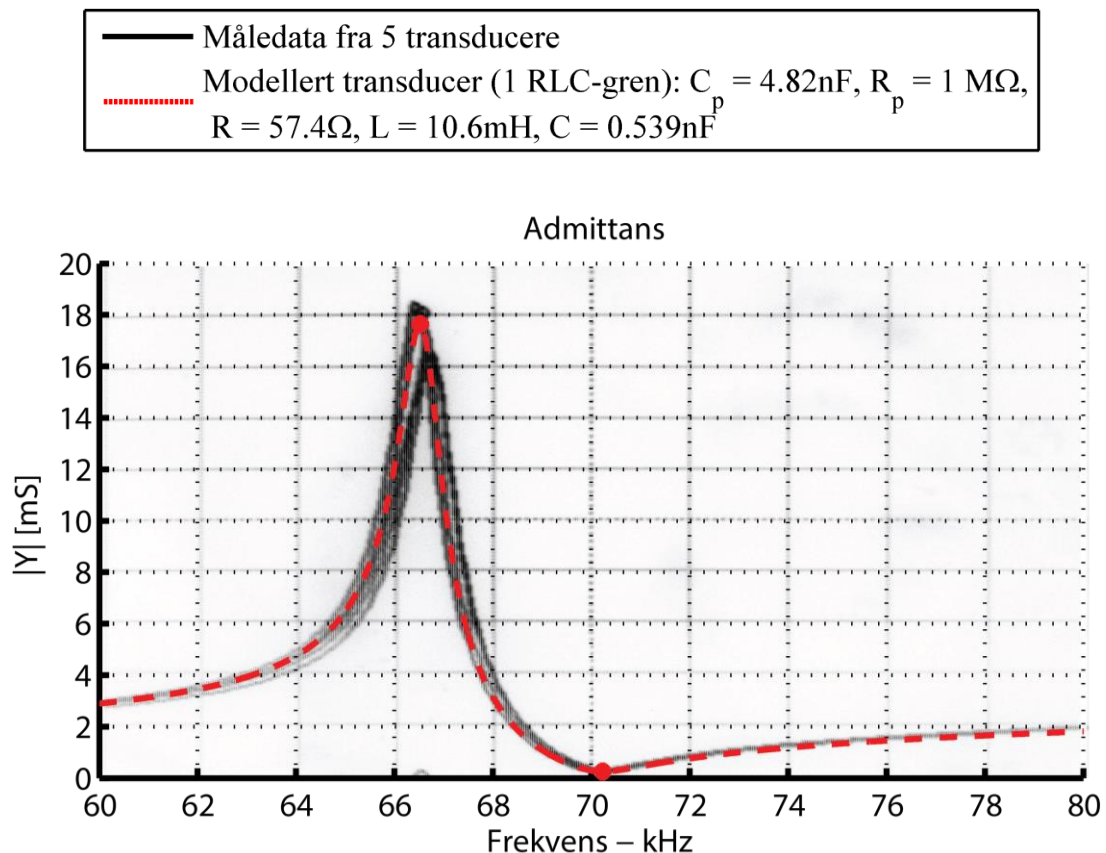
Resten av parameterverdiene for ekvivalentkretsen er fastsatt på samme måte som før. Den effektive koblingskoeffisienten blir:

$$k_{eff}^2 = 1 - \left(\frac{f_r}{f_p}\right)^2 = 0,100 \Rightarrow k_{eff} = 0,317 \quad (5.14)$$

Videre blir  $C_p$ ,  $C$  og  $L$  beregnet slik:

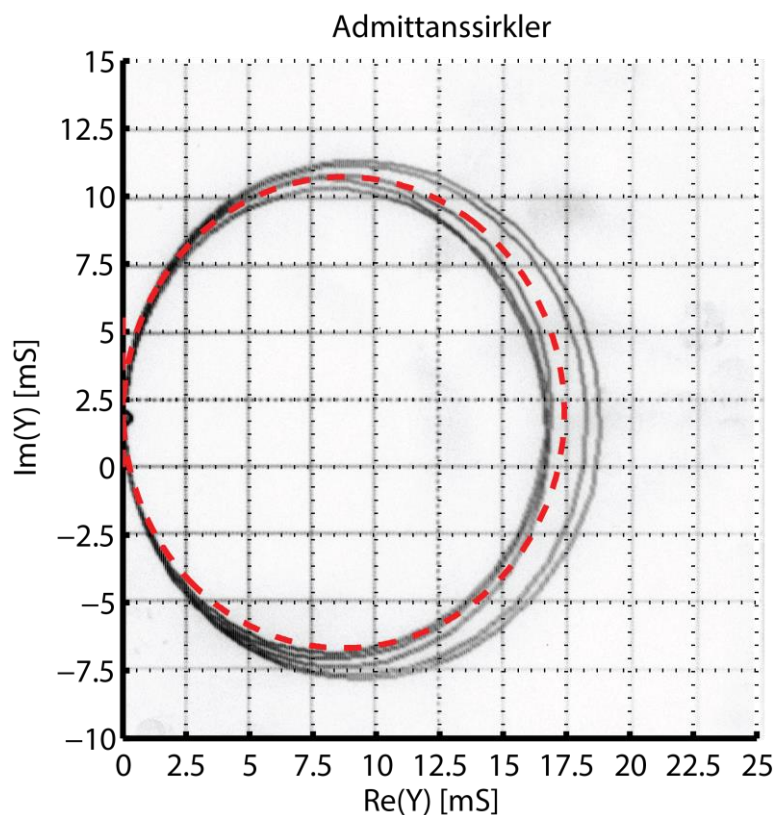
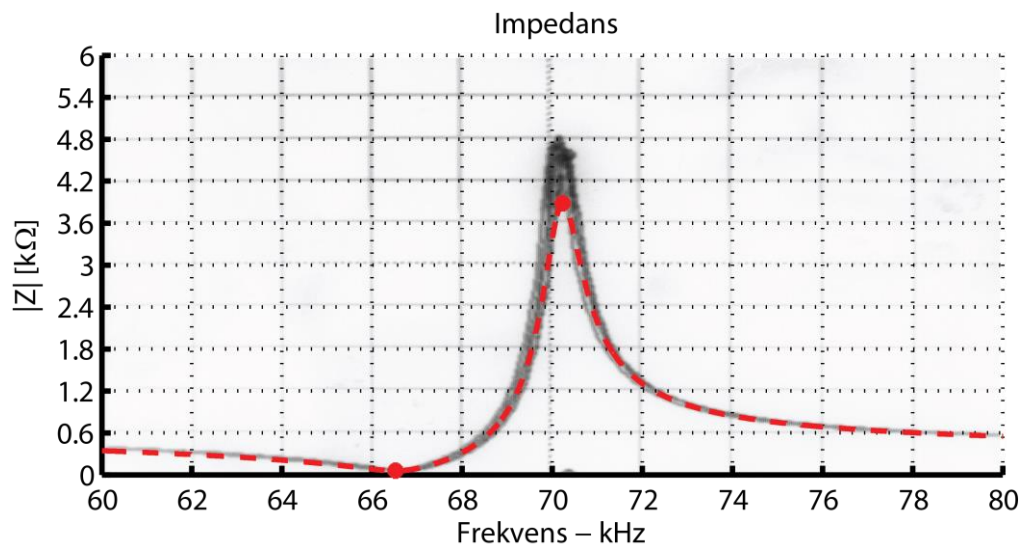
$$\begin{aligned} C_p &= C_f(1 - k_{eff}^2) = 4,824 \text{ nF} \\ C &= C_f k_{eff}^2 = 0,539 \text{ nF} \\ L &= \frac{1}{(2\pi f_r)^2 C} = 10,6 \text{ mH} \end{aligned} \quad (5.15)$$

Modellen er sammenlignet med målte verdier i Figur 5.17 og Figur 5.18. Admittansen ser ut til å stemme veldig bra overens med målingene, mens impedansen har litt mindre toppverdi i modellen. Denne toppverdien ble enda mindre med lavere  $R_p$ . Likevel virker det som at modellen generelt stemmer bra med målingene. Ettersom det nå bare er én resonanstopp i det aktuelle området, er det tilstrekkelig å benytte én RLC-gren i modellen.

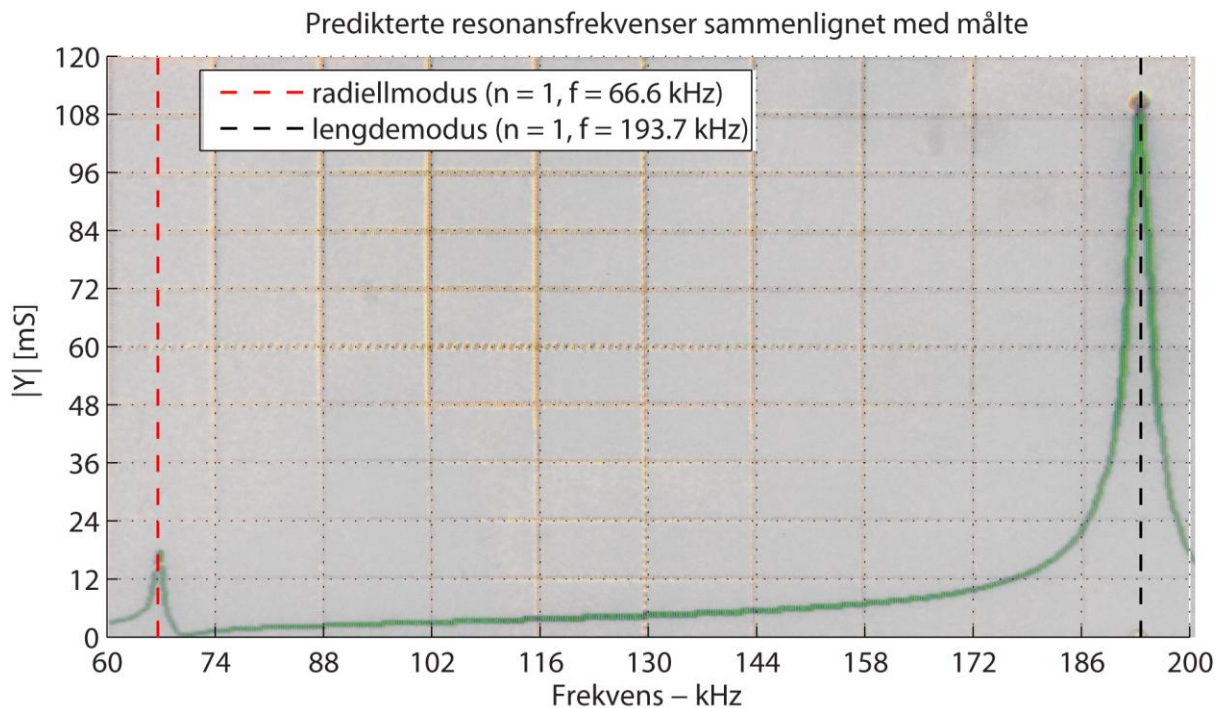


**Figur 5.17** Målinger sammenlignet med modellerte verdier for admittans. Transducerene som er brukt har  $L = 8 \text{ mm}$ ,  $r = 6,8 \text{ mm}$  og  $t = 1 \text{ mm}$ .

— Måledata fra 5 transducere  
 ····· Modellert transducer (1 RLC-gren):  $C_p = 4.82\text{nF}$ ,  $R_p = 1\text{ M}\Omega$ ,  
 $R = 57.4\Omega$ ,  $L = 10.6\text{mH}$ ,  $C = 0.539\text{nF}$



**Figur 5.18** Målinger sammenlignet med modellerte verdier for impedans og admittanssirkler. Transducerene som er brukt har  $L = 8\text{ mm}$ ,  $r = 6,8\text{ mm}$  og  $t = 1\text{ mm}$ .



**Figur 5.19** Estimert og målt resonanstopp for 1. svingemodus i lengderetningen.

### Andre svingemoder

Admittansen har en ny resonanstopp rundt 194 kHz. Til sammenligning hadde transducerne med lengde 12,5 mm tilsvarende topp ved omtrent 127 kHz. Med den nye lengden er aspektforholdet lik:

$$\frac{L}{2r} = \frac{8}{2 \cdot 6,8} \approx 0,588 \quad (5.16)$$

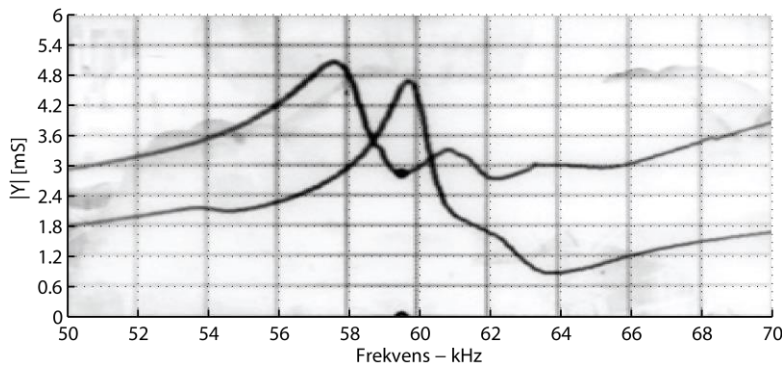
På lignende måte som tidligere kan ringresonansen estimeres ut fra

$$f_{ring} = \frac{66,6 \text{ kHz}}{0,99} = 67,27 \text{ kHz} \quad (5.17)$$

Tallet i nevneren kan leses ut fra Figur 2.11. Første mode i lengderetningen kan da ut fra modellen til Haskins og Walsh (1957) og poissonforholdet  $\sigma$  satt lik 0,35 beregnes til å være

$$\text{Lengdemode} - n = 1: 2,88 \cdot 67,27 \text{ kHz} = 193,7 \text{ kHz} \quad (5.18)$$

Dette estimatet er tegnet inn med svart stiptet linje i Figur 5.19, mens den målte karakteristikken er den grønne heltrukne linjen. Dette viser at den 2-dimensjonale modellen ser ut til å stemme veldig bra med målingene for de to toppene man ser i figuren.

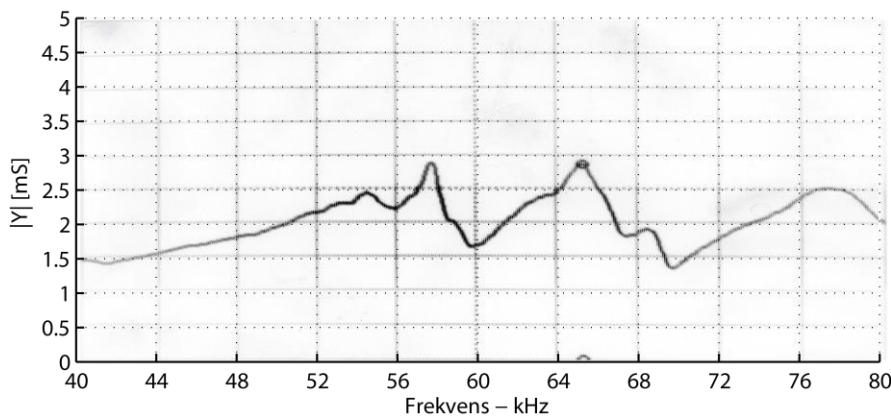


**Figur 5.20** Sammenligning av transducer med lengde 12,5 og 8 mm med innkapsling (ABS-tupp) i luft. Grafen som kommer inn ved 3 mS er for  $L = 12,5$  mm.

## 5.2.2 Målinger med innkapsling

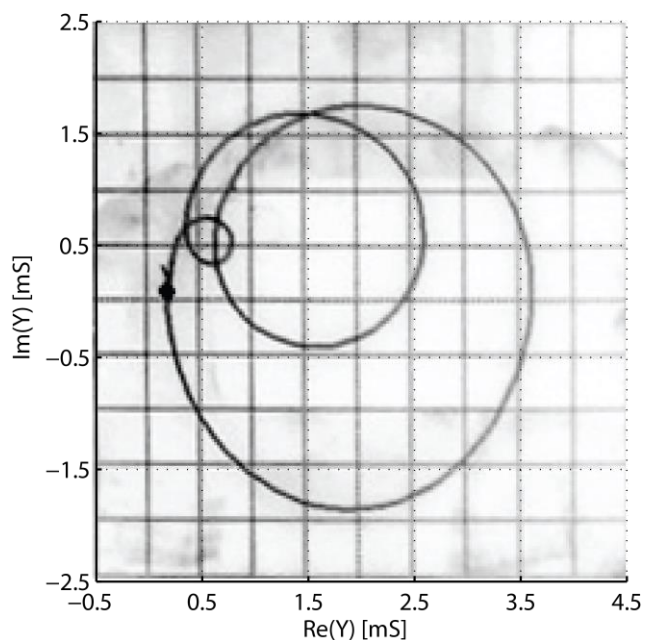
Før en transducer ble støpt inn i full innkapsling, ble to transducere med lengde 8 mm støpt inn i hver sin ABS-tupp. Figur 5.20 viser både admittansen til en transducer med lengde 12,5 mm (grafene som kommer inn ved 3 mS) og admittansen til en transducer med lengde 8 mm. Begge transduserne er festet med epoxy i hver sin 3 cm lange ABS-tupp. Det ble observert at det var lettere å observere den radialemoden hvis man presset ABS-tuppen fra toppen og ned mot bordet, altså undertrykket aksialbevegelse. Dette ble gjort under målingene vist i Figur 5.20. Man ser i figuren at avstanden mellom  $f_m$  og  $f_n$  er større for  $L = 8$  mm enn for  $L = 12,5$  mm. Når  $k_{eff} \approx 1 - (f_m/f_n)^2$ , vil altså større avstand mellom toppene tyde på en større effektiv koblingskoeffisient. Trykket kan ha variert litt mellom de ulike målingene, men hensikten her er først og fremst å illustrere tendensen til at den effektive koblingskoeffisienten ser ut til å øke når aspektforholdet ( $L/2r$ ) blir lavere.

Til slutt ble en transducer med lengde 8 mm støpt inn i en innkapsling som er laget etter målene til TBR-700. Figur 5.21 viser målt admittans gjort i luft uten tuning. Der kan man se flere ujevnheter og resonanstopper i det aktuelle frekvensbåndet, som kan tyde på at målt respons påvirkes til dels mye av selve innkapslingen. En annen faktor kan være at transduseren nå ble støpt fast litt opp fra bunnen. Idéen var da at den kanskje kunne svinge friere.

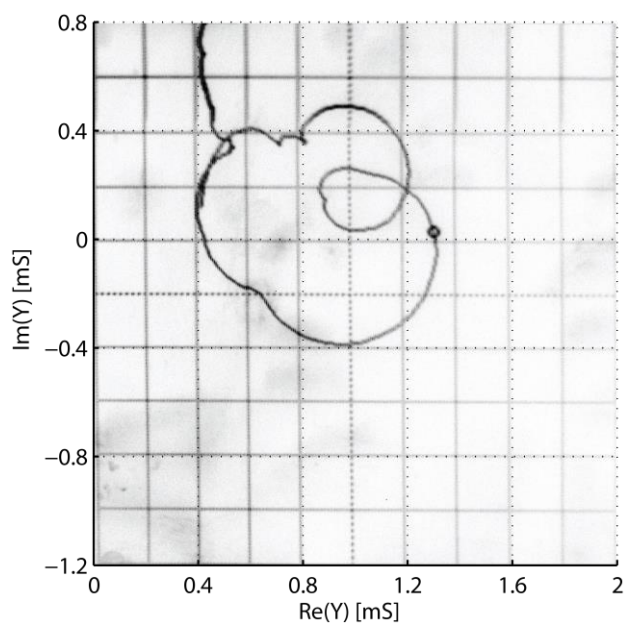


**Figur 5.21** Admittans for 8 mm transducer med full innkapsling i luft uten tuning. Innkapslingen er vist i bildet til høyre.

L = 8 mm - Tuning = 1,8 mH - i ABS-tupp - luft



L = 8 mm - Tuning = 1,8 mH - i full innkapsling - i vann

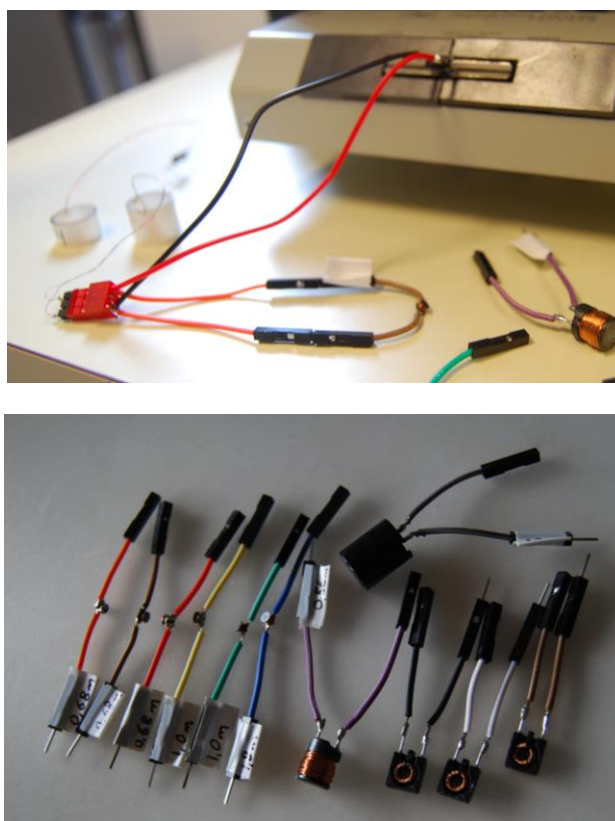


Figur 5.22 Admittanssirkel for 8 mm transduser.

Ved hjelp av Figur 5.22 er det mulig å bestemme omtrentlig hvor mye  $R$  øker på grunn av innkapslingen og vannmotstanden. Tuningen påvirker bare posisjon i  $y$ -retningen, og ikke diameteren til ringen, som er den som benyttes til estimering av  $R$ .

- Diameter uten innkapsling i luft: ca. 17,4 mS  $\Rightarrow R \approx 57 \Omega$
- Diameter med (ABS-tupp) innkapsling i luft: ca. 3,4 mS  $\Rightarrow R \approx 294 \Omega$
- Diameter med (full) innkapsling i vann: ca. 0,9 mS  $\Rightarrow R \approx 1111 \Omega$

I figuren ser man at innkapslingen skaper flere nye vibrasjonsmoder (ekstra sirkler).



**Figur 5.23** Testspoler brukt til å bestemme hensiktsmessig tuning.

### 5.3 Tuning med spole i parallell og estimering av mottakerfølsomheten

For å bestemme ideell tuning ble det brukt mange forskjellige testspoler, som er vist i Figur 5.23. Spolene ble loddet på ledninger som var laget slik at det var lett å koble dem i serie etter behov. Måleoppsettet er vist i øverste bilde, der transduceren er koblet i parallell med en spole.

For å tune ut kapasitansen  $C_p$  ved serieresonansfrekvensen, kan man velge en spole med verdi  $L_t = 1/\omega_r^2 C_p$ . En slik type tuning kan øke mottakerfølsomheten i nærheten av resonans, og gjør karakteristikken lignende et båndpassfilter (Sherman & Butler, 2007, s. 526). Basert på målingene til nå kan man beregne følgende teoretiske verdier for tuning som kansellerer  $C_p$  ved  $f_r$ :

- $L = 12,5$  mm uten innkapsling ( $f_r = 65,42$  kHz,  $C_p = 8,784$  nF)  $\rightarrow L_t = 0,674$  mH
- $L = 12,5$  mm med ABS-tupp ( $f_r = 57,4$  kHz,  $C_p = 8,784$  nF)  $\rightarrow L_t = 0,875$  mH
- $L = 8$  mm uten innkapsling ( $f_r = 66,57$  kHz,  $C_p = 4,824$  nF)  $\rightarrow L_t = 1,185$  mH
- $L = 8$  mm med ABS-tupp ( $f_r \approx 59,7$  kHz,  $C_p = 4,824$  nF)  $\rightarrow L_t = 1,473$  mH
- $L = 8$  mm med full innkapsling, ble observert to resonansstopper

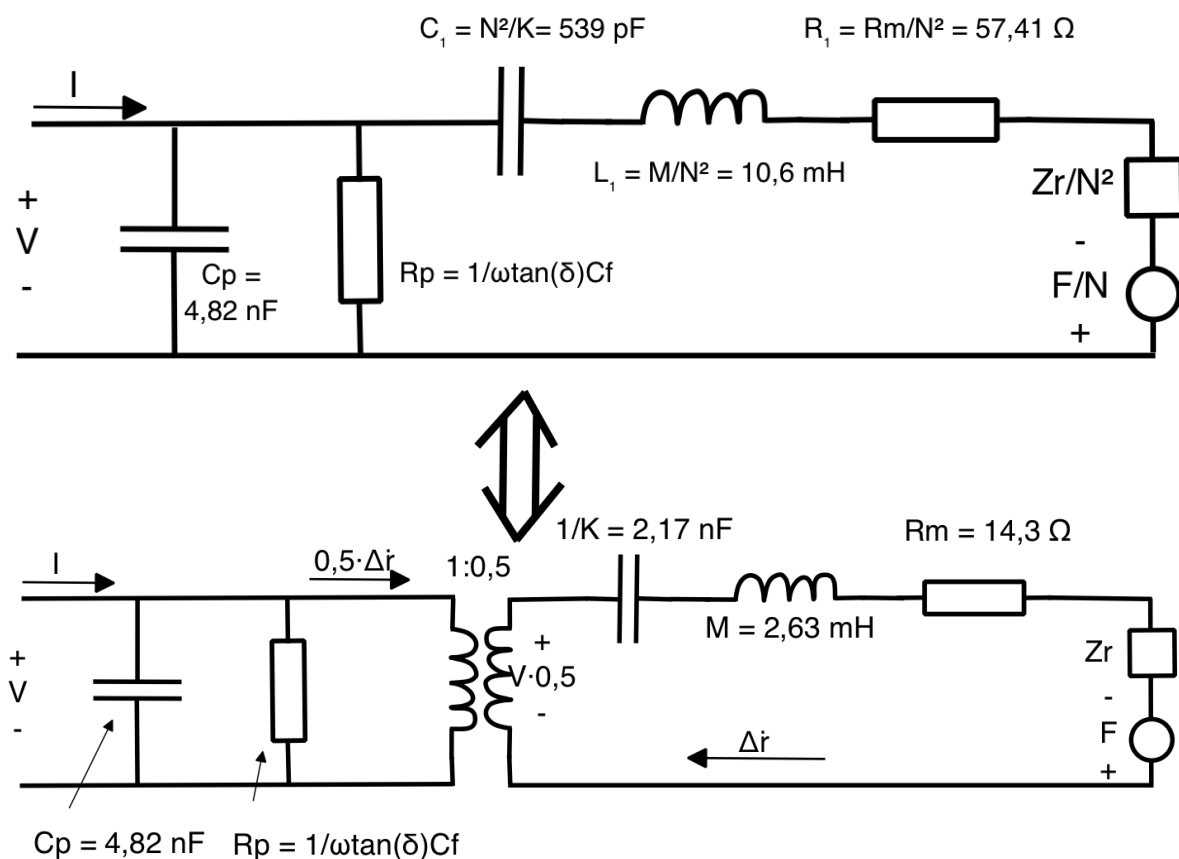
- $f_r \approx 57,5 \text{ kHz}$ ,  $C_p = 4,824 \text{ nF}$   $\rightarrow L_t = 1,6 \text{ mH}$
- $f_r \approx 65,0 \text{ kHz}$ ,  $C_p = 4,824 \text{ nF}$   $\rightarrow L_t = 1,2 \text{ mH}$

Innkapslingen gjør altså at resonansfrekvensen senkes, som igjen gjør at det trengs større verdi på spolen for å tune ut  $C_p$ . Spesielt i målingene med full innkapsling var det vanskelig å fastsette  $f_r$ . I listen ovenfor er det blitt brukt  $\approx$  der målingene var mest usikre. I den ferdige innkapslingen ble det, som vist tidligere, observert flere resonanstopper i admittansen. Den første toppen lå litt lavere enn toppen målt for transducer med ABS-tupp, mens den neste toppen lå i nærheten av der toppen ligger for transducerne uten innkapsling.

Ettersom det er blitt brukt en transducer med  $L = 8 \text{ mm}$  i den endelige implementasjonen og tester på sjøen, er det mest fokus på tuning med denne lengden i rapporten. Likevel er det blitt gjort mange målinger med tuning også på transducere med  $L=12,5 \text{ mm}$ , en del av disse resultatene er gitt i Vedlegg A.3.

### 5.3.1 Transducer med $L = 8 \text{ mm}$

For å undersøke tuningens innvirkning tar man utgangspunkt i modellen for transduceren med én RLC-gren. Parameterverdiene som ble funnet var:  $C_p = 4,82 \text{ nF}$ ,  $R_p = 1 \text{ M}\Omega$ ,  $R = 57,41 \Omega$ ,  $L = 10,6 \text{ mH}$  og  $C = 0,539 \text{ nF}$ . Videre er det mulig å bruke dette til å beregne mottagerfølsomheten  $M_v$  med formel (2.21). Den formelen baserer seg på at sylinderen kan antas å være kort slik at modelleringen i avsnitt 2.1.4 er gyldig («Kort sylinder som operer i



Figur 5.24 Ekvivalente kretser for transducer som operer i 31-modus.

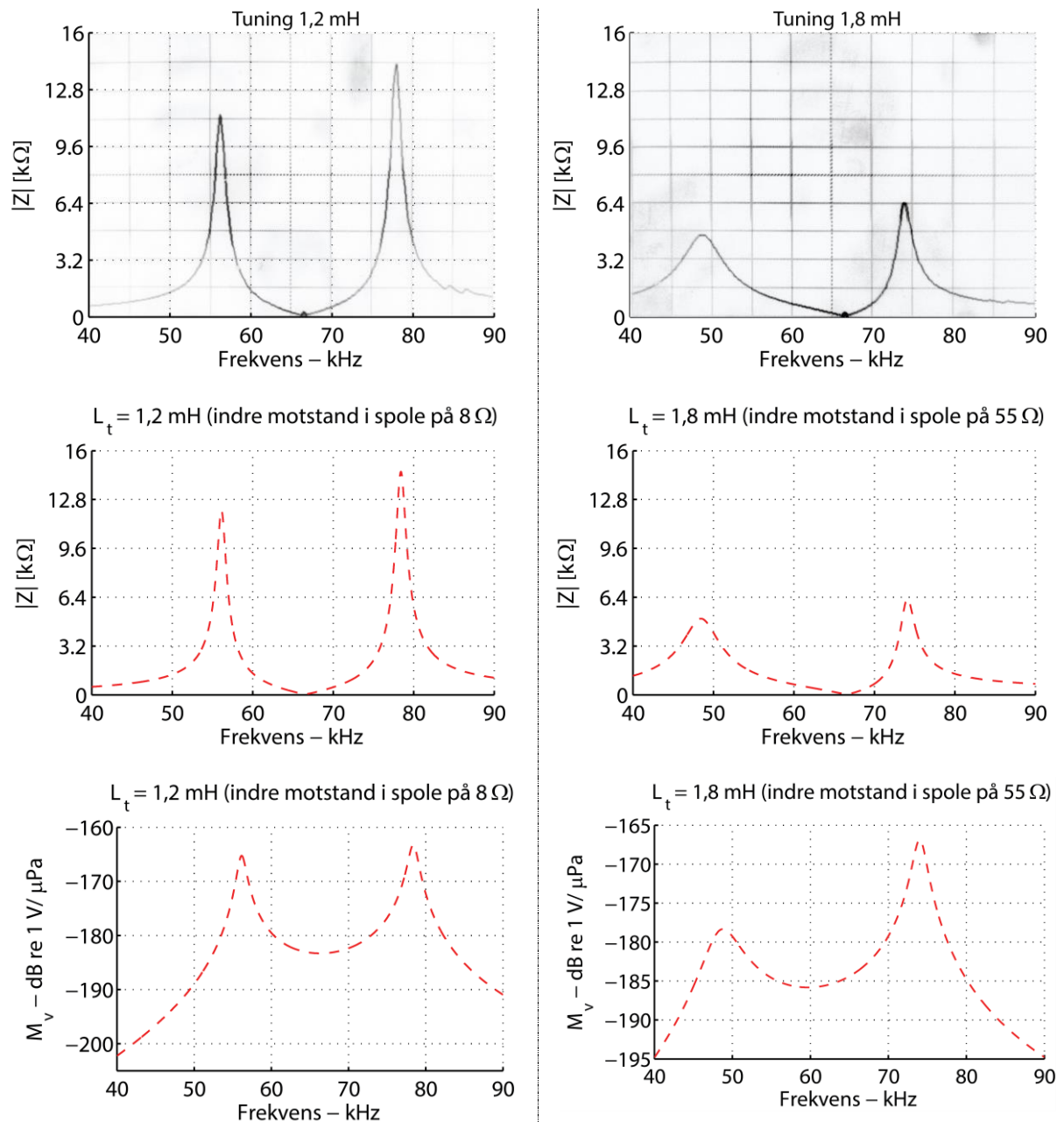


31-modus»). Som man skal gå nærmere inn på i diskusjonsdelen, så er denne antagelsen rimelig god når aspektforholdet ( $L/2r$ ) er lik 0,59. Kretsparameterne for en transducer som opererer i 31-modus kan beregnes på følgende måte:

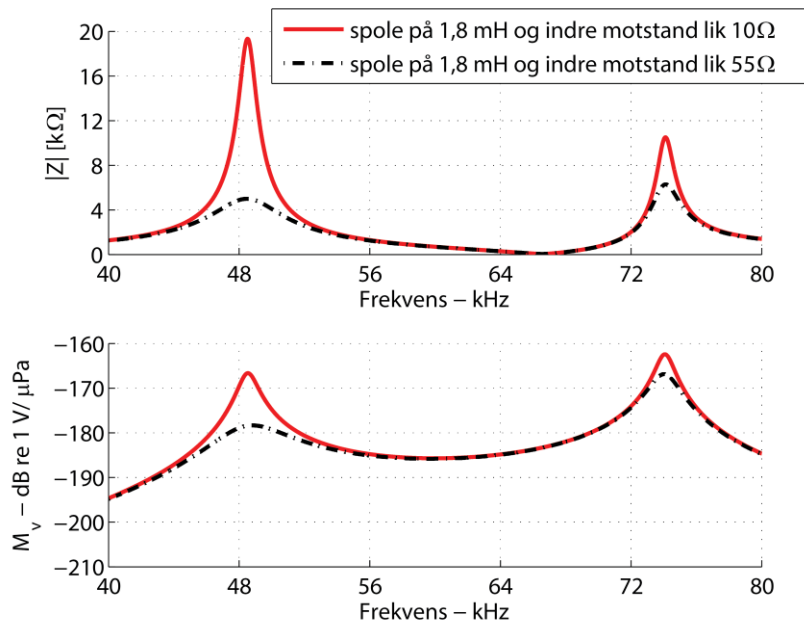
- $N = \sqrt{\text{massen}/L} = 0,50$  når tettheten er satt til  $7700\text{kg/m}^3$  (oppgitt av produsent)
- $L_m = \text{massen} = L \cdot N^2 = 2,63 \text{ mH}$
- $C_m = C/N^2 = 2,17 \text{ nF}$
- $R_m = R \cdot N^2 = 14,3\Omega$

$$(5.19)$$

De to ekvivalente representasjonene er gitt i Figur 5.24.  $C_p$  og  $R_p$  er identiske med eller uten transformatoren. Med tuning så vil båndbredden til systemet øke, og for å få best mulig



**Figur 5.25** I øverste rad vises målte verdier mens de modellerte verdiene er vist i samme kolonne nedenfor.  $M_v$  er mottakerfølsomheten.



**Figur 5.26 Simulering for å illustrere effekten av spolens indre motstand (transducer på 8 mm uten innkapsling i luft).**

samsvar mellom modeller og målinger vil nå lekkmotstanden  $R_p$  bli simulert med  $1/\omega C_f \tan(\delta)$ . Basert på flere sammenligninger av målinger og modeller ble  $\tan(\delta)$  satt lik 0,007.

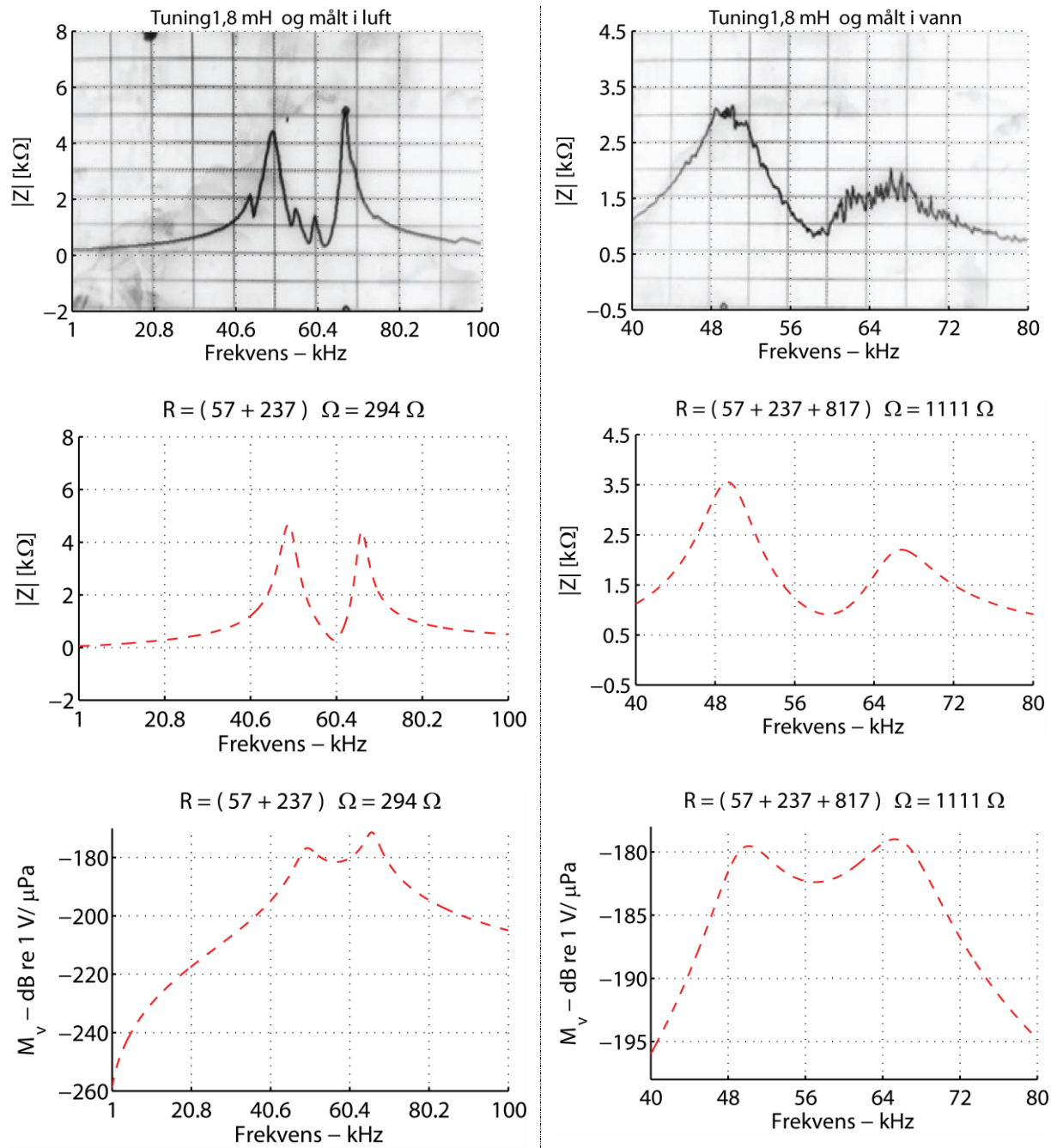
Figur 5.25 på forrige side viser tuning med 1,2 mH (til venstre) og 1,8 mH (til høyre) når transduceren opererer i luft uten innkapsling. 1,2 mH er den verdien som ut fra teorien skal kansellere ut  $C_p$ . Den målte impedansen for tuning med 1,2 mH viser to markante impedanstopper som ligger ganske symmetrisk om  $f_r$ . Den modellerte impedansen samsvarer bra med målt respons. Før spolens indre motstand ble inkludert i modellen, var venstre impedanstopp størst, altså motsatt enn det målingene viste. Det ble brukt forskjellige typer spoler i forsøkene, og det ser man tydelig på den varierende verdien til spolens indre motstand (8  $\Omega$  for spolen på 1,2 mH og 55  $\Omega$  for spolen på 1,8 mH). De minste spolene (med tanke på fysisk størrelse), som man ser til venstre i Figur 5.23, hadde vesentlig større motstand enn de som var fysisk større. Dette kan forklares med at ledningene da er tynnere og gir derfor mer motstand.

Toppene til impedansen samsvarer omtrent med toppene i mottakerfølsomheten. Når tuningen er 1,2 mH, ligger toppene i nærheten av 56 og 78 kHz. Til sammenligning ligger de i nærheten av 49 og 74 kHz med spole på 1,8 mH. Når induktansen øker, ser man altså at toppene får større avstand. Det ser også ut som om høyre impedanstopp blir mer dominerende, men det kommer igjen av den indre motstanden til spolen. Hvis man i simuleringen reduserer spolens indre motstand fra 55 til 10  $\Omega$ , blir venstre impedanstopp større (vist i Figur 5.26).

For å modellere transducer med innkapsling må parameterverdiene justeres, og etter litt prøving og feiling viste følgende verdier seg å samsvare bra med de ulike målingene for transducere med  $L = 8$  mm og montert i ABS-tupp:  $C_p = 4,75$  nF,  $\tan(\delta) = 0,007$ ,  $R = (57,41 + 237j) \Omega = 294 \Omega$ ,  $L = 21,9$  mH og  $C = 0,322$  nF. Disse verdiene tilsvarer  $f_r$  på 60 kHz og  $f_p$  på

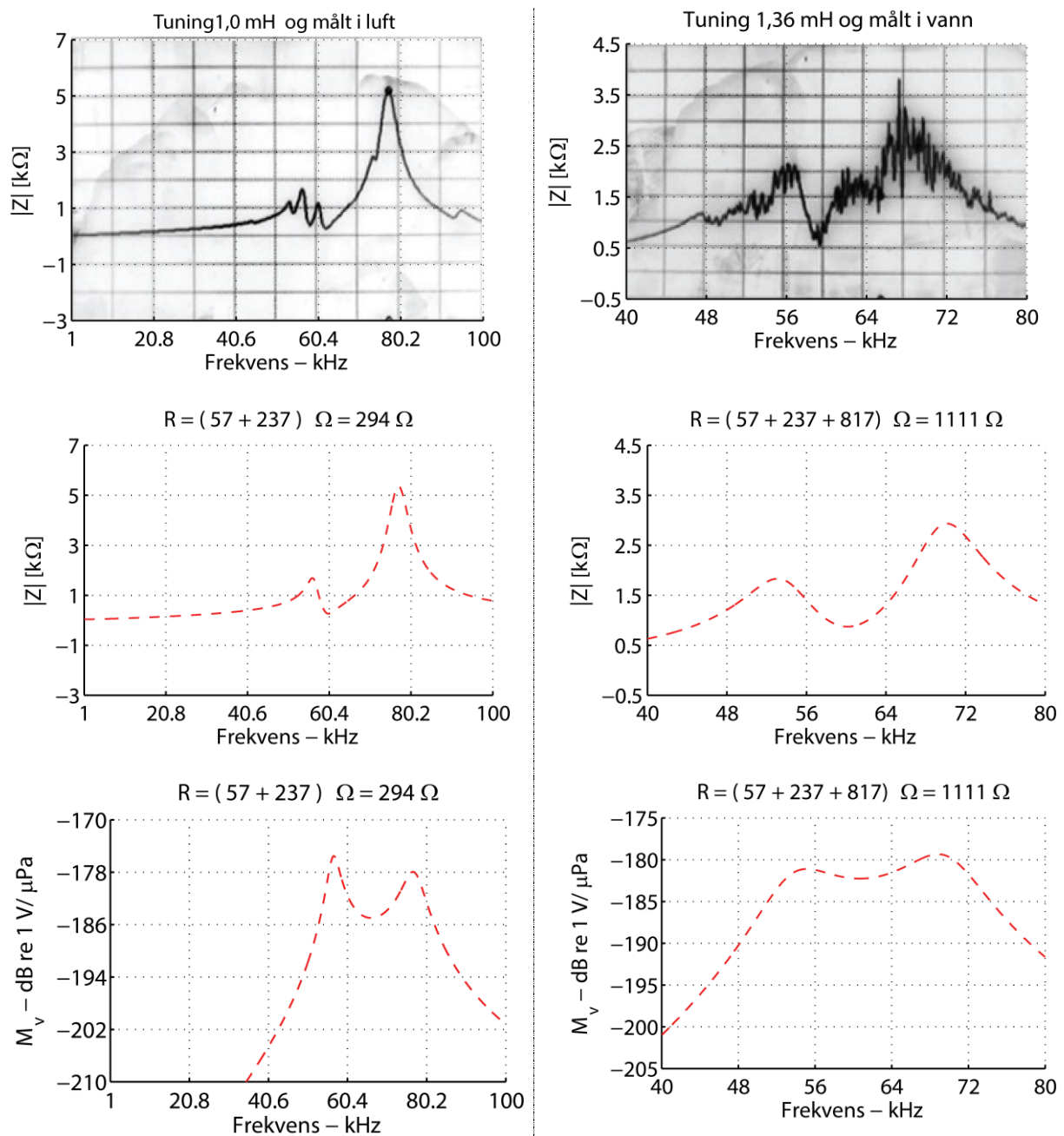
62 kHz, som gir en effektiv koblingskoeffisient på 0,252. Figur 5.27 og Figur 5.28 viser modell sammenlignet med målte verdier for transducere med tuning på 1,8 mH, 1,36 mH og 1 mH. Tuning med 1,2 mH er vist i Vedlegg A.3. Motstandsverdien  $R$  er satt til  $294 \Omega$  for målingene i luft og  $1111 \Omega$  for målingene i vann. Disse verdiene er hentet fra admittanssirklene vist litt tidligere (Figur 5.22). Admittanssirklene er tunet med 1,8 mH og viser at senteret på ringen ligger i nærheten av der suseptansen ( $\text{Im}(Y)$ ) er null.

Hvis man sammenligner responsene for impedansen, ser man at modellen ligner mye på målingene gjort både i luft og vann. I tillegg ser man at effekten av tuningen gir mye av den samme effekten i både målinger og simulering. Ved å teste ulike typer tuning kan man på

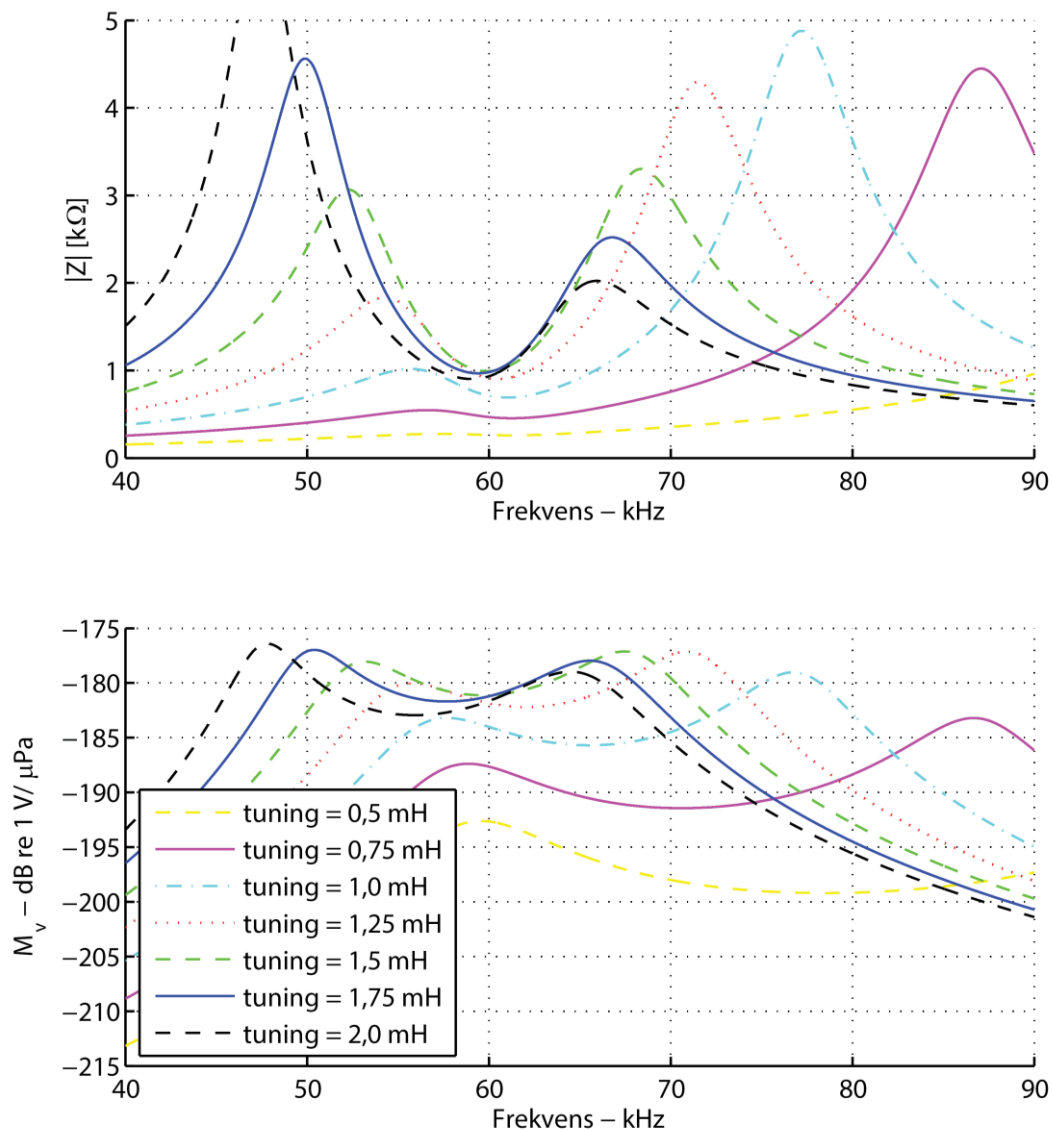


**Figur 5.27** I øverste rad vises målte verdier mens de modellerte verdiene er vist i samme kolonne nedenfor. Målingene er gjort på en 8 mm transducer som er støpt inn i en ABS-tupp på 3 cm.

den måten verifisere at modellen fungerer som den skal. Den indre motstanden til spolen er satt til 55, 36 og 60  $\Omega$  for henholdsvis 1,8 mH, 1,0 mH og 1,36 mH. Sistnevnte spole har relativt stor motstandsverdi på grunn av seriekobling av to mindre spoler på 0,68 mH. I figurene er også mottakerfølsomheten tatt med. På grunn av litt ulike verdier på aksene er det litt vanskelig å sammenligne grafene direkte, men ettersom man nå har en modell som ser ut til å fungere rimelig bra er mottakerfølsomheten og impedansen plottet i Figur 5.29 for 7 ulike spoleverdier fra 0,5 til 2,0 mH. I simuleringen er det brukt en konstant verdi på 30  $\Omega$  for spolens indre motstand og  $R$  er satt til 1111  $\Omega$ , modellerer altså transducer i vann.



**Figur 5.28** I øverste rad vises målte verdier mens de modellerte verdiene er vist i samme kolonne nedenfor. Målingene er gjort på en 8 mm transducer som er støpt inn i en ABS-tupp på 3 cm.



**Figur 5.29** Simulering av 8 mm transducer med ABS-tupp i vann ( $R = 1111 \Omega$ ). Spolens indre motstand er satt til  $30 \Omega$ .

Simuleringen viser at man i teorien kan påvirke mottakerfølsomheten mye ved hjelp av ulike spoleverdier. Spolene i området 1,25 til 2,0 mH viser alle relativt høye verdier for  $M_v$ , og følsomhetsområdet flytter seg nedover i spekteret med økende induktans i spolen. Av impedansen ser man at spolen på 1,5 mH gjør at amplituden til toppene blir ganske likt fordelt og mottakerfølsomheten er også ganske symmetrisk. Dette kan tyde på at 1,5 mH tuner ut  $C_p$  ganske akkurat.

## 5.4 Modellering i 2-dimensjoner og bestemmelse av piezoelektriske konstanter

Metoden som er brukt til å bestemme de piezoelektriske konstantene tar utgangspunkt i en modell av admittansen utledet i (Ebenezer, 1996). Denne modellen er ekvivalent med modellen gitt av (Haskins & Walsh, 1957). Dette er verifisert ved at begge formuleringene har blitt implementert og testet. Disse modellene neglisjerer tykkelsen av veggen (membrantilnærmingen), men betrakter bevegelse i omkrets- og aksialretning. Formuleringen til Ebenezer er som følger:

$$Y(\omega) = G(\omega) + jB(\omega) = j\omega C_1 \left[ \frac{\alpha_4}{\alpha_1} + k_{31}^2 \frac{\alpha_3^2 \tan(KL/2)}{\alpha_1 \alpha_2 (KL/2)} \right] \quad (5.20)$$

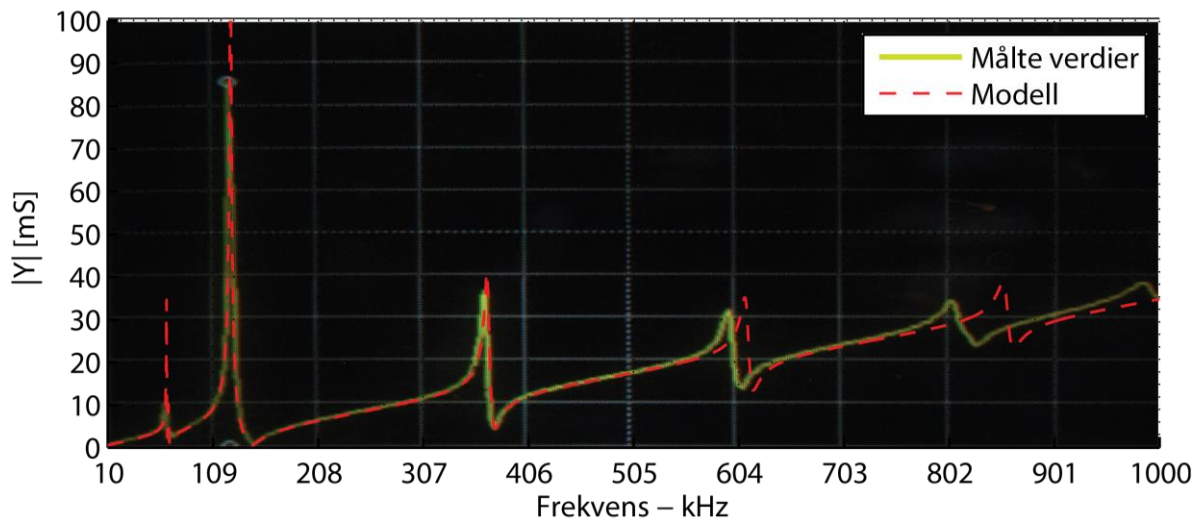
De ulike variablene er gitt av

- a.  $C_1 = 2\pi L \epsilon_{33}^T / t$
- b.  $K = \omega / c_R$
- c.  $c_R^2 = c^2 \alpha_2 / \alpha_1$
- d.  $c^2 = (\rho s_{11}^E)^{-1}$
- e.  $\alpha_1 = 1 - (1 - \sigma^2) \Omega^2$
- f.  $\alpha_2 = 1 - \Omega^2$
- g.  $\Omega = \omega r / c$
- h.  $\sigma = -s_{12}^E / s_{11}^E$
- i.  $\alpha_3 = 1 - (1 + \sigma) \Omega^2$
- j.  $\alpha_4 = 1 - k_{31}^2 - (1 + \sigma)(1 - \sigma - 2k_{31}^2) \Omega^2$
- k.  $k_{31}^2 = d_{31}^2 (\epsilon_{33}^T s_{11}^E)^{-1}$

De fleste variablene og parameterne er introdusert før, men for oversiktens skyld er det gitt forklaringer i Tabell 7. Ebenezer og Sujatha (1997) foreslår teknikker for hvordan en piezoelektrisk sylinder med tynne vegger kan karakteriseres, og utleder formler for  $\epsilon_{33}^T, s_{11}^E$

**Tabell 7** Oversikt over parameterverdier i Formel (5.20).

Størrelse	Benevning	Beskrivelse	Fastsatt verdi
$k_{31}$	ingen	Elektromekansk koblingsfaktor	0,344
$d_{31}$	pC/N	Piezoelektrisk spenningskonstant	-171
$s_{11}^E$	pm <sup>2</sup> /N	Elastisk konstant ved konstant elektrisk felt	15,75(1-i0,0075)
$s_{12}^E$	pm <sup>2</sup> /N	Elastisk konstant ved konstant elektrisk felt	-5,4(1+i0,0075)
$\rho$	kg/m <sup>3</sup>	Tetthet	7700
$\omega$	rad/s	vinkelfrekvens	
$\sigma$	ingen	Poisson-forholdet	0,343(1+i0,0051)
$\epsilon_{33}^T$	Farad/m	Permittivitet ved konstans belastning	1,57e-8
$c$	m/s	Lydhastigheten i det piezoelektriske materialet	2,872(1+i0,001)e3
r, L og t	m	Radius, lengde og tykkelse til sylindren	



Figur 5.30 Transducer med  $L = 12,5$  mm.

og  $s_{12}^E$  ut fra målt admittans. Ved lave frekvenser når  $\Omega$  og  $KL \ll 1$  vil admittansen være tilnærmet lik

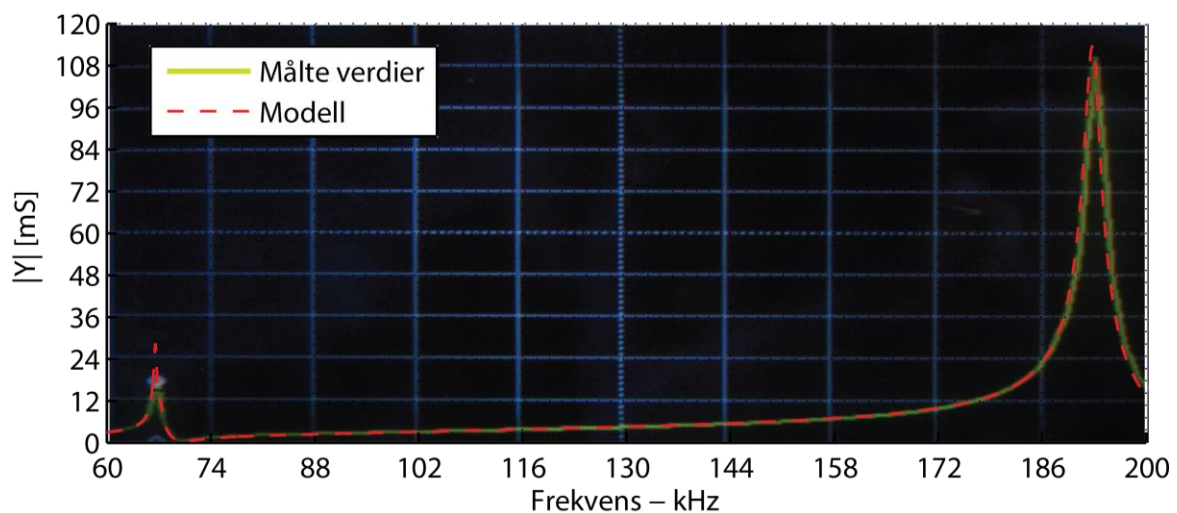
$$Y(\omega) \approx j\omega 2\pi r L \epsilon_{33}^T / t \quad (5.21)$$

Dette kan videre brukes til å bestemme  $\epsilon_{33}^T$  ved å måle stigningstallet til susedptanen (evnt. admittansen om dielektrisk tap neglisjeres) ved lave frekvenser:

$$\epsilon_{33}^T \approx \frac{B(\omega)}{\omega} \cdot \frac{t}{2\pi r L} = C_f \cdot \frac{t}{2\pi r L} \quad (5.22)$$

Gjennomsnittlig kapasitans ved lave frekvenser ble målt til å være 8,39 og 5,36 nF for transducere med lengde 12,5 og 8 mm. Dette gir estimert  $\epsilon_{33}^T$  på  $1,571 \cdot 10^{-8}$  F/m ( $L = 12,5$  mm) og  $1,568 \cdot 10^{-8}$  F/m ( $L = 8$  mm). Permittiviteten for vakuum er tilnærmet lik  $8,854 \cdot 10^{-12}$  F/m. Dette gir en relativ målt permittivitet på

$$K_{33}^T = \frac{\epsilon_{33}^T}{\epsilon_0} \approx \frac{1,57 \cdot 10^{-8}}{8,854 \cdot 10^{-12}} \approx 1773 \quad (5.23)$$



Figur 5.31 Transducer med  $L = 8$  mm.

For å fastsette  $s_{11}^E$  og  $s_{12}^E$  foreslår Ebenezer systematiske metoder som kan brukes i ulike situasjoner avhengig av hvor tett ulike resonansfrekvenser ligger, forholdet mellom  $L/2r$  og hvor store energitap som er tilstede. Men ettersom det er forholdsvis få modellparametere som er aktuelle å justere på ( $s_{11}^E$ ,  $s_{12}^E$  og  $d_{31}$ ), sammen med ganske mye måldata tilgjengelig, fant man det hensiktsmessig å prøve seg fram med verdier helt til modellen stemte bra overens med målinger. De resulterende verdiene er vist til høyre i Tabell 7. De små imaginære delene av koeffisientene simulerer energitap, som ellers ikke er eksplisitt medregnet i modellen. Med disse parameterverdiene på plass kan man enkelt endre  $L$  i modellen for å simulere transducere med ulik lengde. Simulering av frekvensresponsen sammenlignet med målte verdier er vist i Figur 5.30 og Figur 5.31. Figurene viser at modellen ser ut til å stemme bra for frekvenser under 500 kHz.

## 6 Realisering og testing av multifrekvens telemetrimottaker

Et av målene var å realisere en fysisk mottaker for testing i sjø. Gjennom prosjektarbeid utført høsten 2012 ble programvaren gjort klar til multifrekvensmottak. Da ble det gjort tester med et umontert mottakerkort, og transducerkarakteristikken ble i de fleste testene utelatt ved at mottakeren ble koblet direkte til en signalgenerator med ledninger.

For å klargjøre mottakeren for testing var det nødvendig å få produsert innkapsling for transducer, mottakerkort og batteri. I tillegg er programvaren blitt oppdatert, slik at man for eksempel nå kan logge hvert enkelt ping med informasjon om støynivå og signalnivå til flashminnet.

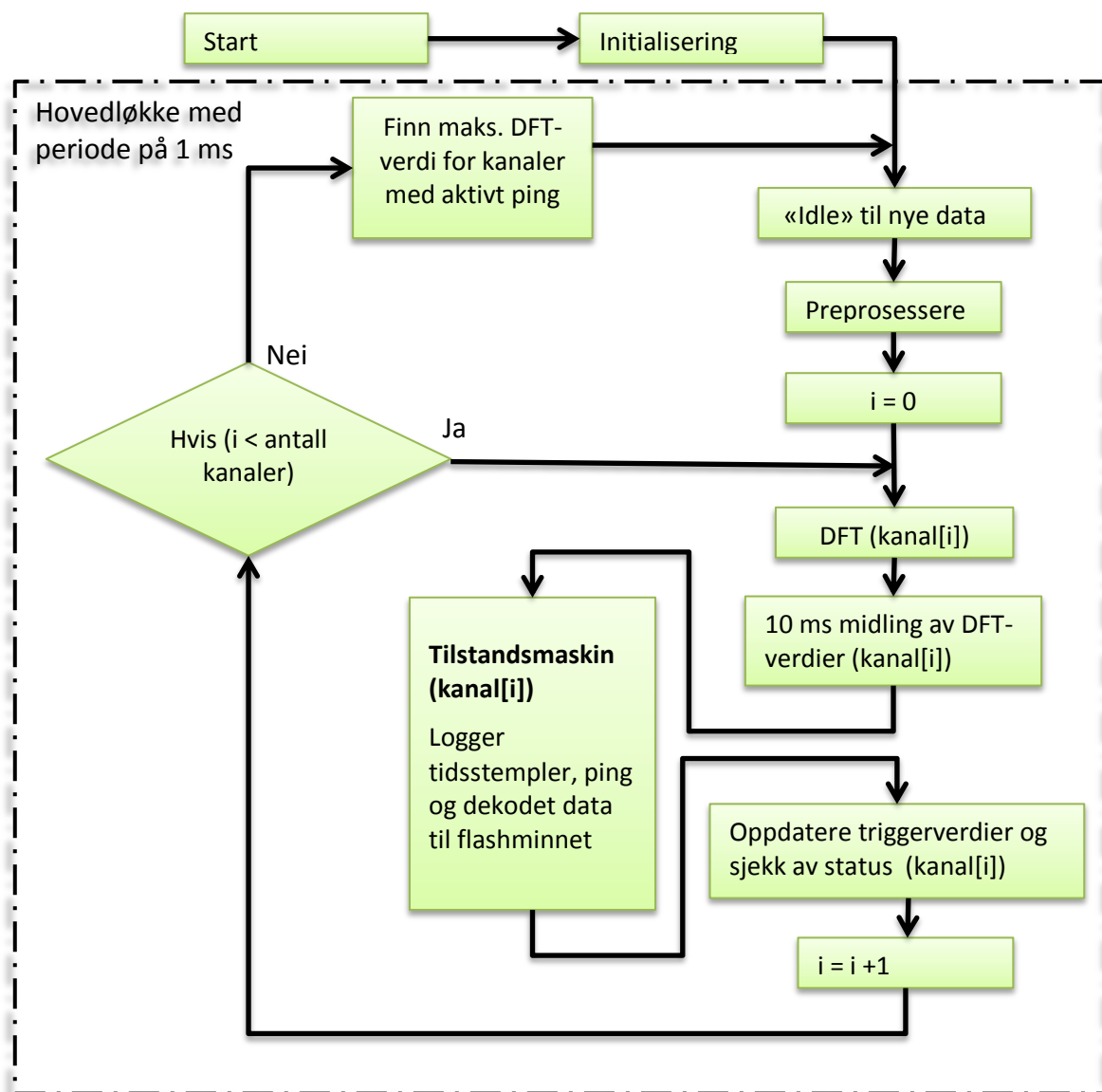
### 6.1 Programvare

Ettersom mye av programvaren er dokumentert i prosjektoppgaven, vil ikke dette bli gjort i detalj her, men man vil gi en beskrivelse av hovedflyten i programmet og gå nærmere inn på hvilke endringer som har blitt gjort for å klargjøre mottakeren for testing i sjøen.

I oppstarten av programmet blir blant annet oscillator, RS485-grensesnitt, flashminne, ADC, watchdog, avbruddshåndtering og diverse io-pinner konfigurert. I tillegg blir det beregnet ulike tabeller med multiplikasjonsfaktorer avhengig av hvilke frekvenser mottakeren er stilt inn til å lytte på. Når mottakeren starter, er den programmert til å lytte på 7 kanaler i området 63-75 kHz med en avstand på 2 kHz mellom hver kanal. Programflyten er illustrert i Figur 6.1. Mottakeren opererer i en syklus på ett millisekund. En DMA-kontroller («Direct Media Access») er konfigurert til å lese inn verdier fra ADCen vekselvis til to tabeller. Samplingsfrekvensen er på 192 kHz og hver tabell har plass til 192 verdier. Når en tabell er fylt opp, genereres et signal (avbrudd) som sier til mikrokontrolleren (AT32UCRL064) at nye data er klare. Deretter begynner DMAen og legge inn verdier til neste tabell, mens mikrokontrolleren prosesserer tabellen som er klar.

For å klargjøre koden for testing er det blitt gjort en del endringer i hvordan informasjon lagres i flashminnet. Tidligere tester har blitt gjort når mottakeren har vært koblet til PC-en via RS-485 kommunikasjon, og informasjon kunne sendes direkte over via en RS-485 til USB-kabel. Operasjon i sjøen krever derimot at informasjonen lagres i flashminnet, i hvert fall hvis dataene skal være tilgjengelig også etter et strømbryt. En annen faktor er at programminnet vil bli fylt opp om man lagrer store mengder deteksjoner der.





Figur 6.1 Flytdiagram for multifrekvens algoritmen.

For å innhente mest mulig informasjon fra testene ble det bestemt å lagre data om hvert enkelt ping som ble detektert og godkjent av mottakeren. Skrivning til flash er en relativt tidkrevende prosess og gjør at mottakeren ikke er operativ. Versjonen av TBR-700 beregnet på én frekvens (utviklet av Thelma Biotel) deaktiverer DMA og skriver til flash når en kodesekvens er mottatt. Mottak på flere frekvenser og lagring av hvert enkelt ping krever derimot at data blir mellomlagret for å minimere antall skriveoperasjoner og avbrytesler. Det er implementert en tabell som inneholder  $80 \times 4$  bytes, og en ping-deteksjon tar 4 byte. Formatet er som følgende: frekvens (4 bit) – pingnummer (4 bit) – RSSI (16 bit) – støy (8 bit). Frekvensen kan være mellom 62-75 kHz (disse frekvensene støttes av en signalgenerator laget for å generere test signaler), og representeres med tallene 1-14. Pingnummeret angir hvilken plassering et ping har i en kodesekvens som kommer inn. For en sekvens på 8 ping vil disse verdiene gå fra 0 til 7. Et ping blir detektert når gjennomsnittsverdien av DFT-verdiene overgår et visst triggernivå. Ettersom et ping er 10 ms langt, vil maksverdi for 10 ms midling av DFT-verdier (se flytdiagrammet) være når de 10 siste DFT-verdiene tilhører et ping. Denne



**Figur 6.2** TBR-700 med ferdig innkapsling

maksverdien minus triggernivået for et ping (bestemt av støynivå) er RSSI-verdien som blir brukt. Støynivået er et uttrykk for gjennomsnittlig DFT-verdier når det ikke er aktive ping på kanalen. I tillegg til deteksjon av ping blir det skrevet tidsstempler og informasjon om dekodet data til flashminnet.

Den implementerte algoritmen baserer seg på ortogonal frekvensdivisjon multipleksing (OFDM). I teorien skal da kanalene ligge ortogonalt slik at de aktuelle frekvenskanalene ligger i nullpunkter i frekvensspekteret hos nabokanaler. Dette skal i teorien fjerne krysstale, men i praksis vil man kunne få litt forskyvning av kanalene, som vil bli omtalt nærmere i diskusjonen. Derfor er det blitt implementert en metode som dynamisk justere opp triggernivået hvis ett eller flere ping er aktive. I flytdiagrammet står det i en av blokkene: «Finn maks. DFT-verdi for kanaler med aktivt ping». DFT-verdiene blir ikke benyttet direkte, men hver kanal har en akkumulator som vil ha en verdi høyere enn null når ett ping er pågående (et ping varer i 10 ms som gjør at ca. 10 DFT-verdier blir beregnet for hvert). Denne akkumulatoren vokser etter hvert som DFT-verdier tilhørende et ping blir registrert, og størrelsen vil avhenge av signalstyrken. Triggernivå til kanalene blir hevet med  $1/5$  av verdien til denne akkumulatoren.

## 6.2 Fysisk realisering

En komplett innkapsling ble laget for å gjøre tester i sjøen (produsert på teknisk kybernetikk sitt mekaniske verksted). Den er laget etter tegninger gitt fra Thelma Biotel, med unntak av noen forenklinger gjort på bakdelen. I tillegg til å oppbevare batteriet, var bakdelens funksjon å gjøre mottakerhuset tett. Et bilde av den ferdige mottakeren er vist i Figur 6.2.

Transduceren er festet i den lille tuppen som stikker ut fra bunnen i den delen kretskortet er montert. Som nevnt, ble transduceren festet med epoxy litt ovenfor bunnen av tuppen. Det ble først gjort et forsøk med to spoler koblet i serie som til sammen ga en induktans på 1,36 mH for tuningen. Det viste seg derimot at responsen til den komplette innkapslingen var annerledes enn for ABS-tuppene som var testet tidligere. Dette vil bli drøftet mer senere, men den spolen som til slutt ble testet i sjøen er på 1,8 mH.



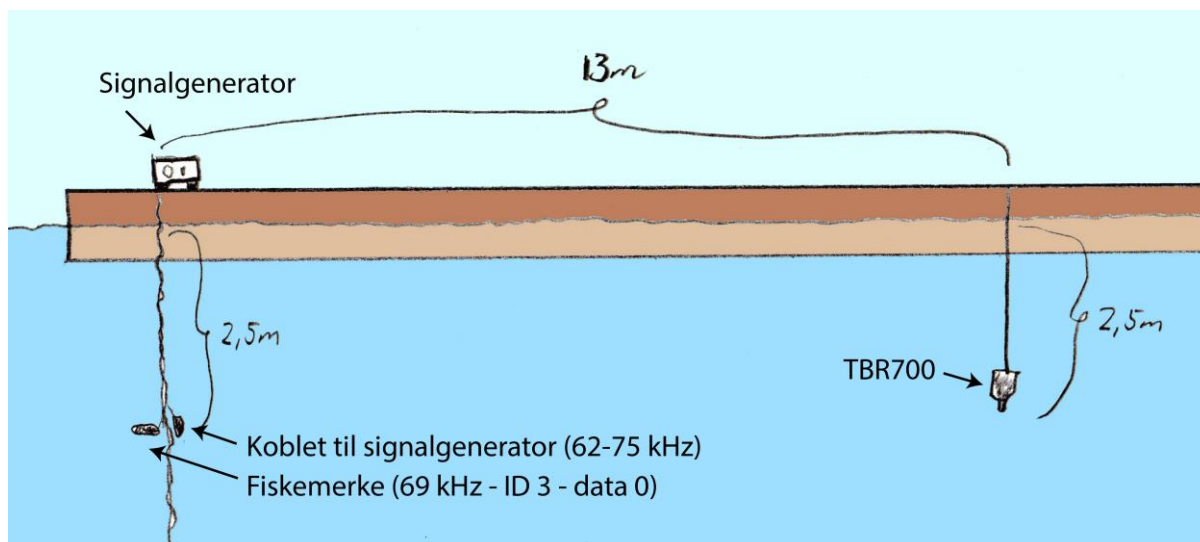
**Figur 6.3** Testing på fjorden i Børsa.

### 6.3 Testing i sjøen

Flytebryggen i Børsa (Sør-Trøndelag) ble brukt for å teste mottakeren i sjøen. Utstyret som ble brukt er vist i Figur 6.3. Den svarte store boksen i bakgrunnen er en mottaker brukt for å verifisere at signaler ble sendt ut riktig. Den tilhørende hydrofonlendingen ble derfor plassert rett i nærheten av senderne. I tillegg viser bildet en boks med ultralydmerker beregnet på fisk (til venstre pakket inn i skumgummi), en signalgenerator (fremst med hvite etiketter) og TBR-700.

Signalgeneratoren kan operere på flere forskjellige moduser og sende forskjellige typer koder. Modus 1 og 4 ble brukt i testene. I modus 1 blir koder av typen S256 sendt ut. Disse kodene består av 8 ping, der første ping er for synkronisering og markering av start. Avstanden til neste ping forteller hvilken kodetype det er (i dette tilfellet S256). Deretter kommer 2 pulser som angir ID, to pulser som angir data og 2 pulser som angir sjekksum. Frekvensen kan justeres fra 62 til 75 kHz i steg på én kHz. Modus 4 gir ut et kontinuerlig tog med ping med en oppgitt avstand mellom hvert på 300 ms. Frekvensen kan justeres på samme måte som i modus 1. I testene er denne modusen blitt brukt for å skille ulike tester fra hverandre.

Avstanden mellom sender og mottaker var 13 meter, og både sender og mottaker ble plassert på 2,5 meters dyp. Testoppsettet er illustrert i Figur 6.4. Fiskermerket som er brukt gav ut signaler på 69 kHz med ID 3 og data lik null. Til sammenligning sender signalgeneratoren i modus 1 ut ID 15, og verdien på dataene går stegvis mellom verdier i



**Figur 6.4** Testoppsett på flytebrygga i Børsa.

intervallet 0-255. Følgende testplan ble fulgt og det ble brukt stoppeklokke til å måle de angitte tidene.

#### Testplan:

1. Ping med signalgenerator på 71 kHz (modus 4 – oppgitt å være 300 ms mellom ping) i 3 minutter.
2. Test der kun signalgeneratoren er aktiv (modus 1 – sender koder med ID 15 og sensordata går fra 0-255). Starter på 63 kHz, deretter 65, 67, 69, 71, 73 og 75 kHz. Sender ut ping i 2 minutter per kanal.
3. Ping med signalgenerator på 69 kHz (modus 4 – oppgitt å være 300 ms mellom ping) i 3 minutter
4. Test der kun signalgeneratoren er aktiv (modus 1 – sender koder med ID 15 og sensordata går fra 0-255). Sender på først 68 kHz deretter 70 kHz, sender i 2 minutter på hver kanal.
5. Gjentar trinn 1.
6. Test der kun fiskemerke er aktivt. Sender i ca 4 minutter.
7. Gjentar trinn 3.
8. Kombinerer trinn 2 og 6, altså sender på 2 kanaler samtidig.
9. Gjentar trinn 1.

Etter testen ble dataene lest ut fra de ulike sidene i flashminnet. Det viste seg at dataene samlet inn gikk fra side 23 til 75 i flashminnet, som gir  $(75 - 23) \cdot 80 \cdot 4 = 16,64$  kilobyte med data. For å kunne analysere dataene er pingdeteksjonene systematisert og satt inn i Tabell 8, som viser en oversikt over deteksjoner på ulike kanaler skrevet til side 51-75 i flashminnet. Den komplette tabellen fra testen er gitt i Vedlegg B.1. Utdraget vist på neste side viser trinn 7, 8 og 9 i testplanen, altså der både signalgenerator og fiskemerke er aktivt samtidig. For hver side i flashminnet er det tatt med antall pingdeteksjoner på de ulike frekvensene (vist i kolonnen med navn *ping*) og RSSI verdi. Støynivå lå mellom 0-5 for alle deteksjonene.

**Tabell 8** Resultater skrevet til flashminnet under testing i fjorden. RSSI-feltet angir gjennomsnittsverdier for antall ping angitt i nabokolonnen. Den komplette tabellen er gitt i Vedlegg B.1.

Side i FLASH	Frekvens [kHz]													
	63		65		67		69		71		73		75	
	RSSI	ping	RSSI	ping	RSSI	ping	RSSI	ping	RSSI	ping	RSSI	ping	RSSI	ping
75									291	76				
74									254	76				
73									247	76				
72									214	76				
71					135	1	242	20	200	6			200	6
70							350	33					220	39
69							323	28					278	44
68							278	21			256	51		
67							408	25			286	47		
66							356	29	208	11	270	32		
65							321	21	287	53				
64							292	20	241	49				
63							340	22	283	48				
62							278	69	268	7				
61							257	76						
60					218	10	284	65						
59					173	44	312	31						
58					168	42	314	31						
57			170	42	171	1	281	29						
56			170	41			269	30						
55	182	14	187	32			289	25						
54	212	50					280	21						
53	182	48					212	24						
52	180	38					213	33						
51							173	73						

Nedenfor er det en kodesekvens som viser hvordan ping på 2 kanaler ble mottatt samtidig og dekodet. Hele side 64, 55 og 44 hentet fra flashminnet er gitt i Vedlegg B.2.

Kodesekvens fra side 64 i flashminnet:

- Channel 71 - RSSI 0144 - Noise 004 - Ping Number 7
- Channel 71 - ID 015 - Data 092
- Channel 71 - RSSI 0260 - Noise 004 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0275 - Noise 004 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0169 - Noise 004 - Ping Number 2
- Channel 69 - RSSI 0204 - Noise 002 - Ping Number 0
- Channel 69 - RSSI 0244 - Noise 003 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0240 - Noise 004 - Ping Number 3

- Channel 69 - RSSI 0381 - Noise 003 - Ping Number 2
- Channel 71 - RSSI 0316 - Noise 004 - Ping Number 4
- Channel 69 - RSSI 0377 - Noise 003 - Ping Number 3
- Channel 71 - RSSI 0257 - Noise 004 - Ping Number 5
- Channel 69 - RSSI 0287 - Noise 003 - Ping Number 4
- Channel 71 - RSSI 0273 - Noise 004 - Ping Number 6
- Channel 69 - RSSI 0348 - Noise 003 - Ping Number 5
- Channel 71 - RSSI 0257 - Noise 003 - Ping Number 7
- Channel 71 - ID 015 - Data 093
- Channel 69 - RSSI 0313 - Noise 003 - Ping Number 6
- Channel 69 - ID 003 - Data 000
- Channel 71 - RSSI 0244 - Noise 004 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0203 - Noise 004 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0238 - Noise 003 - Ping Number 2

Denne sekvensen starter med at det siste pinget (nr. 7) i et mottatt pulstog. Videre dekode mottakeren signalet, og hvis sjekksummen stemmer er den satt til å logge verdiene til minnet. Det har her blitt gjort, og man ser ID-en er lik 15 og data er lik 92, som tyder på at det kommer fra signalgeneratoren. Så kommer 3 nye ping på 71 kHz med pingnummer på 0, 1 og 2. Deretter dukker det opp to ping på 69 kHz der nummereringen starter fra null igjen før det igjen kommer et ping på 71 kHz med pingnummer 3. Denne flettingen av signaldeteksjoner forsetter til man ser to ulike sekvenser er dekodet. En med ID15 og en med ID3.

Selv om en del sekvenser blir mottatt riktig, er det en del ping som ikke blir registrert. Når det faller ut ping, blir dekodingen forstyrret. Det kan man for eksempel se i sekvensen nedenfor (fra side 55 flashminnet). Da vil pingnummeret typisk hoppe mellom 0 og 1 fram til den igjen henter seg inn igjen.

- Channel 65 - RSSI 0184 - Noise 001 - Ping Number 1
- Channel 65 - RSSI 0158 - Noise 001 - Ping Number 0
- Channel 65 - RSSI 0184 - Noise 001 - Ping Number 1
- Channel 65 - RSSI 0135 - Noise 001 - Ping Number 0
- Channel 65 - RSSI 0209 - Noise 001 - Ping Number 1
- Channel 69 - RSSI 0267 - Noise 001 - Ping Number 0
- Channel 65 - RSSI 0241 - Noise 001 - Ping Number 2
- Channel 69 - RSSI 0294 - Noise 001 - Ping Number 1
- Channel 69 - RSSI 0243 - Noise 001 - Ping Number 2
- Channel 65 - RSSI 0177 - Noise 001 - Ping Number 3
- Channel 65 - RSSI 0189 - Noise 001 - Ping Number 4
- Channel 69 - RSSI 0243 - Noise 001 - Ping Number 3
- Channel 69 - RSSI 0240 - Noise 001 - Ping Number 4
- Channel 65 - RSSI 0205 - Noise 001 - Ping Number 5

- Channel 69 - RSSI 0304 - Noise 001 - Ping Number 5
- Channel 65 - RSSI 0161 - Noise 001 - Ping Number 6
- Channel 69 - RSSI 0341 - Noise 001 - Ping Number 6
- Channel 65 - RSSI 0171 - Noise 001 - Ping Number 7
- Channel 69 - ID 003 - Data 000
- Channel 65 - ID 015 - Data 022

Del III  
Avsluttende arbeid



## 7 Diskusjon

### 7.1 Problemstillinger

For at TBR-700 skal lytte på flere frekvenskanaler er det viktig at transduceren er tilstrekkelig bredbåndet med omtrent samme mottakerfølsomhet i det aktuelle frekvensområdet (60-80 kHz). Tidligere arbeid (prosjektoppgave høsten 2012) viser at 192 punkter per DFT-beregning, hammingvidu og samplingsfrekvens på 192 kHz gjør at man trenger 2 kHz mellom hver frekvenskanal for å hindre krysstale. Dette gjør at man i teorien kan ha rundt 10 frekvenskanaler i bruk samtidig i området 60-80 kHz. Det viste seg også at det er tilstrekkelig regnekapasitet og minne til å takle opp mot 10 kanaler samtidig (7 ble implementert og testet). Det største usikkerhetsmomentet var derimot båndbredden til transduceren. Derfor har det blitt gjort kartlegging og modellering av frekvensresponsen til transduceren. I tillegg er det blitt gjort undersøkelser for å bestemme hensiktsmessig tuning.

I undervannskommunikasjon er transduceren det elementet som overfører elektrisk energi til akustisk energi og motsatt. Den effektive koblingskoeffisienten er et mål på ytelsen til en transducer ved en gitt resonansfrekvens, altså hvor effektivt energi blir overført. Det er et vanlig designmål å gjøre den effektive koblingskoeffisienten så nær materialets koblingskoeffisient som mulig (Sherman & Butler, 2007, s. 42). For et element i 31-modus vil materialets koblingskoeffisient være  $k_{31}$ .

Multifrekvens signalmottak muliggjør nye typer kommunikasjonsteknikker. Den nåværende metoden er OFDM som benytter puls-posisjonsmodulasjon på hver enkelt av frekvenskanalene. Denne metoden ble testet på fjorden. I tillegg til diskusjon av målinger og resultater, vil det bli gjort et teoretisk studium av aktuelle teknikker for å øke telemetrolinkens datarate. Hvilken kommunikasjonsteknikk som egner seg avhenger blant annet av egenskapene til undervannskanalen der systemet skal operere, men det er også viktig å ta hensyn til hvilke muligheter og begrensninger mottakeren og senderne har.

### 7.2 Transducernes frekvensrespons

Kartleggingen av transducerne sin frekvensrespons har blitt gjort ved hjelp av admittans- og impedansmålinger. Måledataene har videre blitt benyttet til å fastsette parameterverdier i teoretiske modeller av transducerne, som deretter gjør det mulig å simulere for eksempel mottakerfølsomheten. Det eksisterer mange forskjellige modeller som bygger på ulike antagelser avhengig av for eksempel om sylindrene er veldig lange (Farshidianfar et al., 2011), tynnvegget med vilkårlig lengde til diameter forhold (Haskins & Walsh, 1957) eller som modellerer hver av de aktuelle vibrasjonsmodene spesifikt (Aronov, 2009). En annen forskjell mellom ulike modeller er om bevegelsen betraktes som én-, to- eller tredimensjonal.

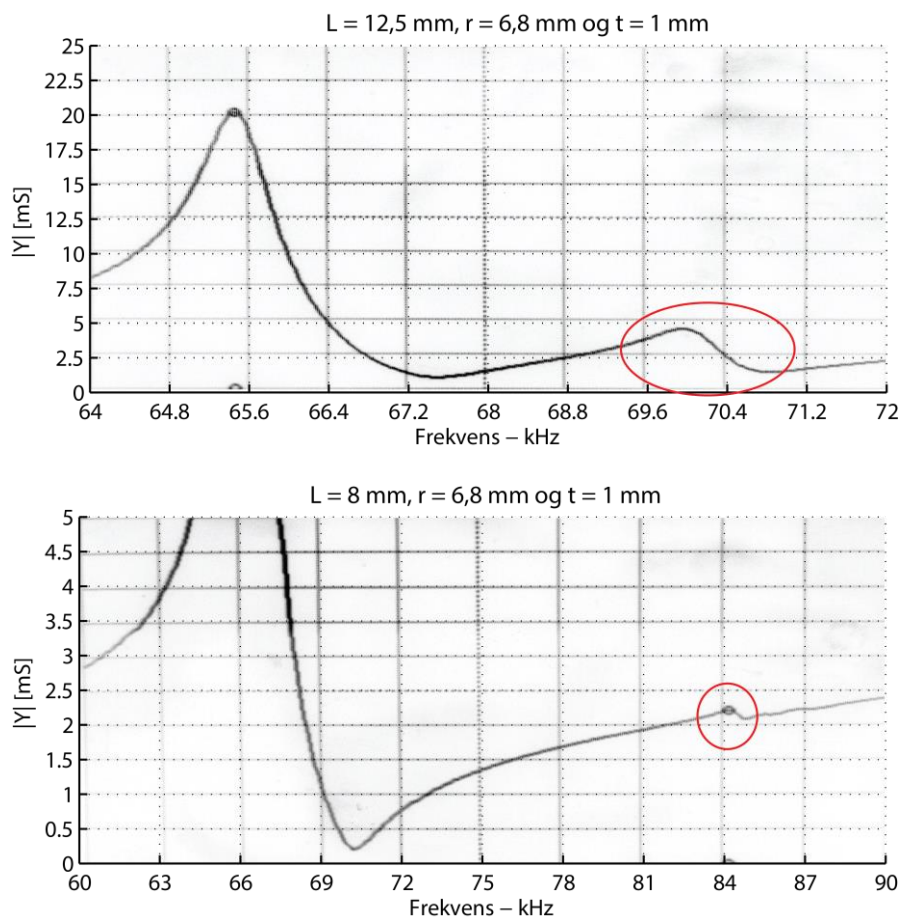
Éndimensjonale modeller kan være gode hvis dimensjonene til transduceren er slik at det meste av bevegelsen foregår i en bestemt retning. Dette er for eksempel tilfelle for enten korte eller lange sylindere med tynne vegger og elektroder på inn- og utsiden av vegg. En kraft som presser veggene sammen vil føre til litt tynnere vegger, men den største endringen vil skje enten i sylindrens omkrets eller lengde (høyde) avhengig av forholdet  $L/2r$ , som blir kalt aspektforholdet. En kort sylinder vil gi mest relativ forskyvning i omkretsretningen. Denne forskyvningen vil gi større omkrets og bevegelse av massen vil da skje i radiellretning.

Når bevegelsen ikke lengre kan anses for å være éndimensjonal blir bildet mer komplekst. Boris Aranov introduserer problematikken slik (Aronov, 2009) (oversatt fra engelsk):

*Sylindriske piezoelektriske keramiske transducere er mye brukt i undervannsapplikasjoner. Beregning av deres parameterverdier er vel kjent i det tilfellet transduceren er en tynn-vegget kort ring, der vibrasjonenes natur kan antas som éndimensjonal i omkretsretningen. Med økende høyde til diameterforhold vil ikke den éndimensjonale antagelsen lenger være gyldig, og vibrasjonene til det sylindriske piezoelektriske elementet må behandles som todimensjonale koblede vibrasjoner i radiell- og aksiellretning.*

Et relevant spørsmål vil da være hva som kan betraktes som en kort sylinder, og hva som er konsekvensene av økende interaksjon mellom ulike vibrasjonsmoder. Boris Aranov har gjort omfattende undersøkelser, karakteriseringer og modellering av piezoelektriske sylindere som gjengis i artiklene (Aronov et al., 2006), (Aronov et al., 2007) og (Aronov, 2009). Den første av disse artiklene viser resultater fra en eksperimentell undersøkelse av koblede vibrasjoner i sylindriske transducere. Artikkelen fokuserer på hvordan vibrasjonsmoder påvirkes når forholdet mellom lengde og radius endres. Aspektforholdene (lengde/diameter) som ble undersøkt ligger fra 0,18 til 3,18. Den neste artikkelen omhandler hvordan koblede vibrasjoner påvirker den akustiske ytelsen til sylindriske transducere brukt under vann, mens den siste artikkelen utleder en modell og sammenligner denne med eksperimentelle data.

Aranov sine undersøkelser omhandler piezoelektriske sylindere med radiell polarisering,

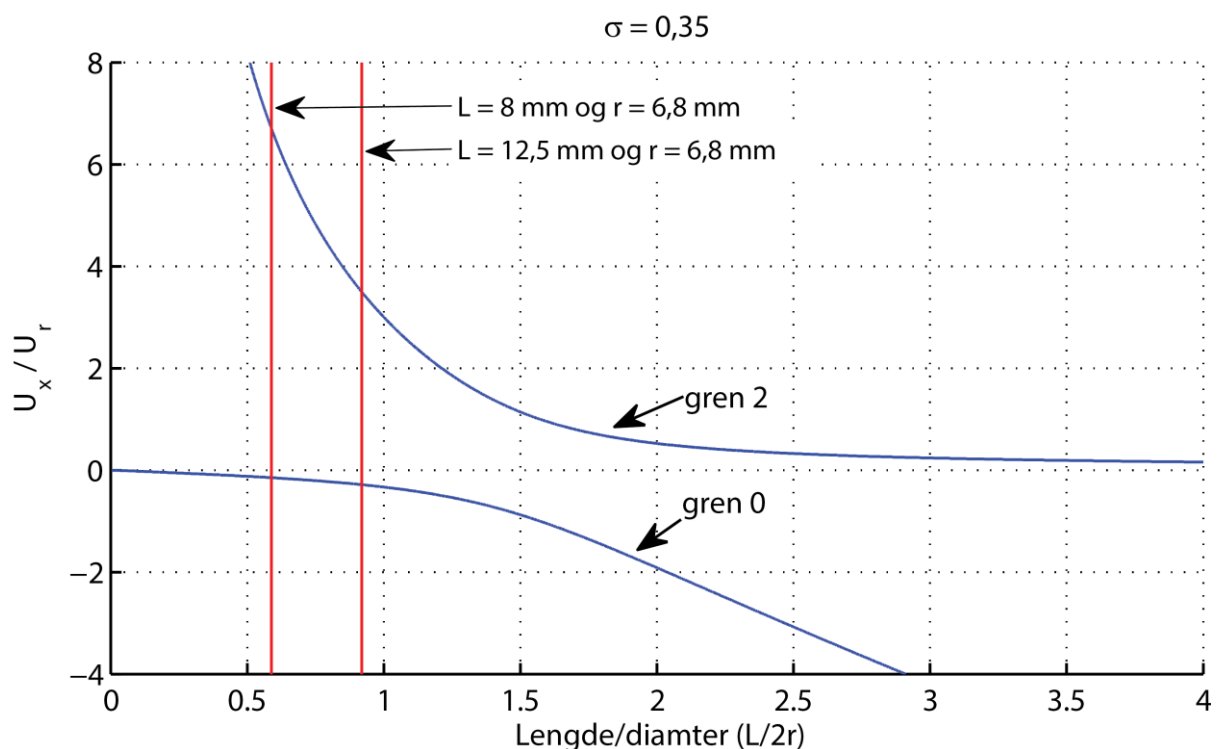


**Figur 7.1** Admittans for transducere med  $L = 12,5$  mm og  $L = 8$  mm. Den røde sirkelen viser den mellomliggende resonanstoppen (ligger mellom de to fundamentale resonanstoppe i radiell- og aksiellretning)

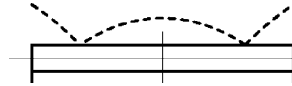
tynne vegger og fokuserer på aspektforhold med høy kobling mellom vibrasjoner i aksial- og radiellretning (aksiell vil si forskyvning i lengderetningen). På grunn av dette er resultatene av hans arbeid veldig aktuelt med tanke på transducere brukt i TBR-700, som i utgangspunktet har et aspektforhold på ca. 0,92. En annen likhet er at transduserne skal operere med luft på innsiden.

Det første frekvenssveipet av admittansen til transducere med  $L = 12,5$  mm,  $r = 6,8$  mm og  $t = 1$  mm viste to resonanstopper i området 60-80 kHz (vist øverst i Figur 7.1). Dette var i utgangspunktet noe overraskende. Det var forventet at det skulle være en topp som korresponderte med den moden som for små aspektforhold vil være dominert av radiellbevegelse, og der resonansfrekvensen kan estimeres ut i fra formelen for en kort ring. I tillegg var det forventet at det skulle være en resonansfrekvens, som for små aspektforhold vil være dominert av aksialbevegelse, og som kunne estimeres ut i fra formelen for en stav. Dette er de to frekvensene som man ser plottet for  $n = 1$  i Haskin og Walsh sin modell (vist i Figur 2.11), og vil fra nå av bli referert til som gren 0 (første topp i admittansen) og gren 2 (tredje topp i admittansen). Nummereringen korresponderer med den brukt i Aranov sine undersøkelser.

Figur 7.2 viser forholdet mellom aksial- og radiellforskyvning for de to vibrasjonsmodene med  $n = 1$  som funksjon av aspektforholdet. Gren 0 vil være preget av radiellbevegelse for små aspektforhold, og for store aspektforhold ser man at  $U_x/U_r$  får større og større negativ verdi. Forskyvning i aksialretning på grunn av større omkrets kan modelleres med (Aronov, 2009):



**Figur 7.2** Forholdet mellom aksialforskyvning  $U_x$  og radiellforskyvning  $U_r$ , plottet som funksjon av aspektforholdet  $L/2r$ .



**Figur 7.3** Den stipla linja illustrer modedefassongen til den mellomliggende resonansgrenen (gren 1). Basert på en figur gitt i (Aronov, Brown, & Regmi, 2006).

- Relativt forskyvning i aksialretning på grunn av  $S_1$ :  $S_2 = \frac{\Delta L}{L} = -\sigma S_1$
- Relativt forskyvning i omkretsretningen:  $S_1 = \frac{2\pi(r+\Delta r)-2\pi r}{2\pi r} = \frac{\Delta r}{r}$

(7.1)

Dette kan omskrives til

$$\Delta L = -\sigma S_1 L = \frac{-\sigma L \Delta r}{r} \Rightarrow \frac{\Delta L}{\Delta r} = \frac{-\sigma L}{r} \quad (7.2)$$

og viser at både økende L og mindre r bidrar til mer aksialforskyvning relativt radiellforskyvning, som fører til at gren 0 vil være dominert av aksialbevegelse når  $L/2r$  er stor.

Gren 2 går over fra å være dominert av aksialbevegelse til å være dominert av radiellbevegelse ved  $L/2r$  lik  $\pi/2$ . Kvalitativt kan dette forklares med at veggene i sylindren vil svinge (bule) mer og mer inn og ut (vibrasjonsfasongen er illustrert nederst til venstre i Figur 2.5) med økende  $L/2r$ . Den radielle hastigheten vil da være størst midt på sylindren. For gren 2 er forskyvningen i radiell- og aksialretning i fase ( $U_x/U_r > 0$ ). Det kan påvises (Aronov et al., 2007) at denne grenen vil ha maksimal  $k_{eff}$  i nærheten av området med sterkest kobling, altså motsatt av gren 0.

Poissonforholdet vil være ca. 0,35 for transducere laget av PZT-5A, som er den kategorien som er blitt brukt. For  $L/2r$  lik 0,92 skal resonansfrekvensen for gren 0 ifølge modellen til Haskin og Walsh være på  $0,99 \cdot f_{ring}$ , mens gren 2 skal ha resonans på  $1,88 \cdot f_{ring}$ . Dette tyder på at den mindre toppen (sirklet inn med rødt i Figur 7.1) ikke kan være den fundamentale svingemoden i lengderetningen (gren 2) ettersom den skal ligge på en vesentlig høyere frekvens.

Figur 7.1 viser at den andre resonansstoppen, som vil bli kalt gren 1, er mye mer dominerende for  $L = 12,5$  mm enn når  $L = 8$  mm. I tillegg ser man at denne toppen flytter seg oppover i frekvensspekteret når L reduseres. Dette er egenskaper som samsvarer med en mellomliggende resonansfrekvensen påvist i (Aronov et al., 2006). Det blir også påpekt at dette viser en svakhet i membranteorien som utledningene til Haskin og Walsh bygger på, som ikke predikerer denne ekstra toppen. Årsaken er at membranteorien neglisjerer vibrasjoner (en type bøyning) i sylindrens vegger som gjør seg spesielt gjeldende for aspektforhold med sterk kobling mellom aksial – og radiellbevegelse (Junger & Rosato, 1954). Aronov brukte en optisk sensor for å måle fasongen til den mellomliggende grenen som er vist med stiplet linje i Figur 7.3.

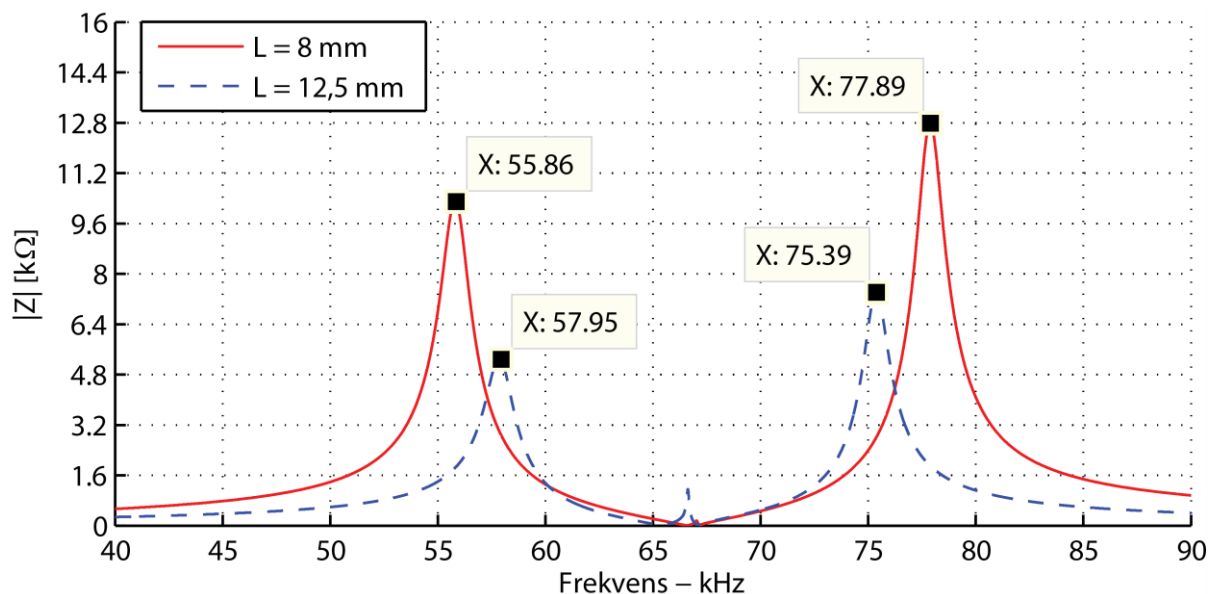
Til nå har man omtalt 3 ulike resonansfrekvenser. Den første (gren 0) er den som TBR-700 i utgangspunktet er tenkt å operere i nærheten av. I litteraturen omtales denne moden ofte som pustemodus («breathing mode»). En slik transducer kan også sies å jobbe i 31-modus, og når sylindren er tilstrekkelig kort er modellen utledet i avsnitt 2.1.4 «kort sylinder som operer i 31-modus» gyldig. Målingene tyder på at transducere med  $L = 12,5$  mm ikke lenger

kan anses som kort, men at man må ta i betraktning effekten av koblede vibrasjoner. Et tegn på det er den fremtredende mellomliggende resonanstoppen (gren 1), i tillegg viser målingen at gren 0 har toppunkt ved 65,42 kHz for  $L = 12,5$  mm og ved 66,57 kHz for  $L = 8$  mm. Dette er en tendens som samsvarer med modellen til Haskin og Walsh ved at økt aspektforhold vil gi en forskyvning av resonansfrekvensen til gren 0 nedover i spekteret.

For transduceren men  $L = 12,5$  mm kan den effektive koblingskoeffisienten for den første toppen (gren 0) estimeres til 0,244 mens den for neste topp (gren 1) kan estimeres til 0,158. Ettersom gren 1 har lavere toppverdi i admittanskurven (større motstand), vil topp og bunnpunktet være dårligere estimater for  $f_r$  og  $f_p$ . Figur 2.16 fra teoridelen viser at de virkelige verdiene av  $f_r$  og  $f_p$  ligger tettere i frekvens enn for målt topp- og bunnpunkt når  $R$  er stor. Dette gir grunn til å anta at  $k_{eff}$  for den mellomliggende resonanstoppen er noe lavere enn den estimerte verdien.

Den mellomliggende resonanstoppen har flere konsekvenser. For det første gjør den at éndimensjonale modeller ikke lenger gir en god beskrivelse av transduceren i området 60-80 kHz. Dette fører til at det er vanskeligere å forutse for eksempel mottakerfølsomheten. I tillegg er det grunn til å anta at to resonanstopper så tett vil gi mer svingninger i mottatt signalstyrke. Dette er momenter som tyder på at det kan være fordelaktig å benytte en kortere lengde på transduceren. En annen observasjon er den forholdsvis lave  $k_{eff}$  for gren 0 når  $L = 12,5$  mm. Hvis man benytter verdiene fra karakteriseringen av de pizelektriske konstantene i kapittel 5.4, skal i teorien  $k_{31}$  være på omtrent 0,344. Den målte verdien på 0,244 er 29,9 % mindre enn teoretisk mulig. Transduceren med  $L = 8$  mm har til sammenligning  $k_{eff}$  på 0,317. Grunnen for at  $k_{eff}$  er lavere for  $L = 12,5$  mm er nok delvis på grunn av at forskyvning i radiell- og aksiellretning er i motfase, men også fordi de to nærliggende svingemodene kan påvirke hverandre.

En annen faktor som påvirkes av den effektive koblingskoeffisienten er båndbredden som kan oppnås ved tuning. Den kan estimeres med formelen  $B \approx k_{eff} \cdot f_s$ . For transduceren



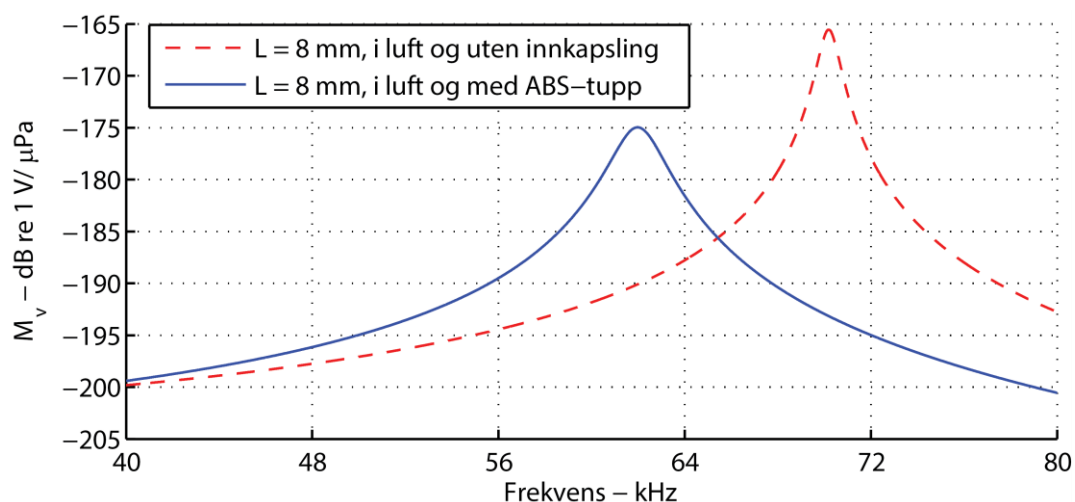
**Figur 7.4** Impedans for transducer med  $L = 8$  mm (spole på 1,2 mH) og  $L = 12,5$  mm (spole på 0,64 mH). Modellen som er brukt er den 2. dimensjonale modellen som er ekvivalent med den gitt av Haskin og Walsh (se kapittel 5.4).

med  $L = 8$  mm blir da  $B \approx 21,1$  kHz, mens man for transducere med  $L = 12,5$  mm blir  $B \approx 16,0$  kHz. Dette er imidlertid estimater for  $k_{eff}$  gjort i luft uten innkapsling, men selv om innkapslingen vil kunne påvirke resultatet, vil det være fordelaktig med en transducer som opererer så optimalt som mulig før belastninger legges til.

Den todimensjonale modellen for admittansen (brukt i bestemmelsen av de piezoelektriske konstantene) kan være nyttig til å evaluere effekten av koblede vibrasjoner, og hvordan det påvirker de to fundamentale vibrasjonsmodene i radiell- og aksialretning (gren 0 og gren 2). I modellen er det for eksempel enkelt å inkludere effekten av en spole koblet i parallell. Figur 7.4 viser frekvensresponsen hvis L settes lik 8 mm (rød) eller 12,5 mm (blå), der spolene er valgt slik at de tuner ut kapasitansen  $C_p$  ved  $f_m$  (admittansens toppunkt). Avstanden mellom impedanstoppene gir en indikasjon på båndbredden til systemet.

Kapasitansen til en sylinder er proporsjonal med lengden. Redusert lengde vil derfor gi mindre  $C_f$ . For best følsomhet, er det essensielt at kabelkapasitansen er liten i forhold til kapasitansen til hydrofonen (Hovem, 2010). Med tanke på TBR-700 vil dette derimot ikke være et stort problem ettersom avstanden fra transducere til forsterkeren i dagens implementasjon er veldig kort. Hvis det derimot blir aktuelt å skille selve hydrofonen fra mottakeren, er dette en faktor som bør vurderes nærmere. En metode for å øke kapasitansen, men samtidig motvirke problemet med koblede vibrasjoner er å benytte to korte transducere plassert like ovenfor hverandre, koblet i parallell og som er mekanisk isolert.

Tre faktorer har vært spesielt avgjørende for at man til slutt valgte å benytte en transducer med lengde 8 mm. For det første oppnår man en effektiv koblingskoeffisient som er veldig nær  $k_{31}$  når transducere opererer i luft uten innkapsling. Når  $L/2r$  er lik  $\pi/2$  vil den effektive koblingskoeffisienten falle til null, altså ved punktet der koblingen er størst, som igjen betyr at den korresponderende moden ikke kan genereres ved elektromekanisk transformasjon (Aronov et al., 2007). Aspektforholdet for  $L = 12,5$  og  $r = 6,8$  er 0,92, og er et stykke unna dette punktet. Likevel ser man en betydelig reduksjon i  $k_{eff}$ . Den andre årsaken er den mellomliggende resonanstoppen, som er mest framtrædende for aspektforhold med høy kobling mellom vibrasjoner i aksial- og radiellretning. Med tanke på multifrekvens signalmottak er det ønskelig med en flat respons i det aktuelle frekvensbåndet. Flere

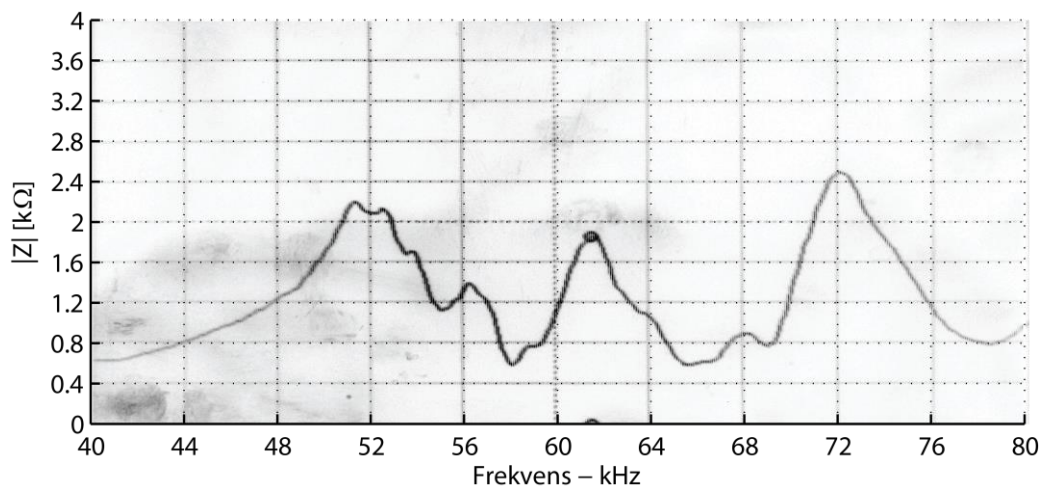


Figur 7.5 Påvirkning av innkapsling (uten tuning).

resonanser i dette området vil føre til mindre predikerbar oppførsel og økt variasjon i mottakerfølsomheten. Den siste faktoren er at koblede vibrasjoner vanskeliggjør modelleringen av transducere.

Målingene som ble gjort på transducere med  $L = 8$  mm uten innkapsling var lovende med tanke på å få isolert en enkelt resonanstopp og oppnå et system med høy effektiv koblingskoeffisient. Med bruk av ABS-tupper flyttet resonansfrekvensene seg nedover i spekteret, i tillegg ble det observert en nedgang i  $k_{eff}$  (fra 0,32 til 0,25 med  $L = 8$  mm). Innkapslingen har altså til dels stor påvirkning på frekvensresponsen til transducere. Figur 7.5 viser simulering av mottakerfølsomheten for  $L = 8$  mm med og uten ABS-tupp i luft, som viser stor forskyvning av toppen. Det er viktig å ta høyde for denne effekten i designet. Hvis man for eksempel ønsker at transducere skal operere rundt 70 kHz, er en mulighet å gjøre ringens radius mindre slik at resonansfrekvensen i utgangspunktet ligger høyere. Som vi har sett (Figur 5.29), er det også mulig å påvirke plasseringen av toppene ved hjelp av tuning.

Målinger på transducer med komplett innkapsling tyder på at det kan være hensiktsmessig å gjøre optimaliseringer av selve innkapslingen. Det kan blant annet innebære endringer i konstruksjon, valg av materialer og teknikk for å feste transducere. For eksempel viser Figur 7.6 at det oppstår interaksjon mellom flere vibrasjonsmoder. Det kan man se på grunn av det er mer enn to tydelige impedanstopper når transducere er tunet. På grunn av dette er det vanskeligere å forutse mottakerfølsomheten til transducere, og det kan derfor være lurt å gjennomføre mer direkte målinger av  $M_v$ . En metode baserer seg på å gi ut signaler for de aktuelle frekvensene fra en referansetransducer med kjent senderstyrke. Disse signalene blir så mottatt av transducere med ukjent mottakerfølsomhet. Avstanden mellom dem vil typisk være én meter. Det er da mulig å beregne  $M_v$  ved å sammenligne utsendt signal med mottatt signal (Benson et al., 2010). Senderne som er blitt brukt i fjordtesten egner seg ikke for dette formålet. Det er fordi signalstyrken fra signalgeneratoren ikke er nøyaktig bestemt og vil være frekvensavhengig. I videre utvikling at mottakeren vil det derfor være nyttig å etablere gode teknikker for å måle  $M_v$ . Det kan enten bety å utvikle egne metoder, eller benytte tilbud fra spesialiserte aktører. De teoretiske analysene er likevel nyttige ettersom det gjør det lettere å vite hvilke faktorer som bør vurderes, og hva som kan være lurt å teste ut i praksis.



**Figur 7.6** Måling av impedans med full innkapsling ( $L = 8$  mm) i luft og tuning på 1,36 mH.

### 7.3 Modeller

Impedansen til en transducer varierer med frekvens. Denne variasjonen er målt, og basert på de målingene er det satt opp forskjellige modeller. Én RLC-gren kan modellere én enkelt resonanstopp, men ved å tilføye nye slike grener i parallell kan man modellere én topp per RLC-gren (Paganelli et al., 2010). Simuleringer viser da at modellen med to grener samsvarer bra med målt respons i intervallet 60-80 kHz for  $L = 12,5$  mm uten innkapsling. På denne måten gir modellen en god beskrivelse av hvordan de elektriske egenskapene til transduceren avhenger av frekvensen, men for å si mer om selve virkemåten er det nødvendig å kombinere dette med kunnskap og modeller der transducerens egenskaper kommer mer direkte fram.

En aktuell modell da er ekvivalentkretsen utledet i Del I 2.1.4 for transducer i 31-modus. Simuleringer av den modellen viser kun én resonanstopp. Dette er en konsekvens av antagelsene som er gjort i modelleringen (kort lengde og tynne vegger). Med økende grad av koblede vibrasjoner vil ikke modellen være gyldig. Derfor er det heller ikke vist noen simuleringer av mottakerfølsomheten for  $L = 12,5$  mm. Likevel kan man få en indikasjon på båndbredden ved å gjøre målinger og/eller simuleringer med spole i parallell. Avstanden mellom impedanstoppene vil, som vi har sett, gi omtrent oppnåelig båndbredde. Imidlertid vil interaksjoner mellom flere resonansfrekvenser føre til større kompleksitet, og isolasjon av en klar resonanstopp forenkle designet og gi mindre variasjoner i mottakerfølsomheten.

Den todimensjonale modellen, brukt i bestemmelsen av piezoelektriske konstanter, er nyttig for å prediktere posisjon til ulike resonansfrekvenser. Simuleringene som er gjort viser godt samsvar mellom modell og målinger når frekvensen er under 500 kHz. Årsaken til de økende avvikene for frekvenser over dette er neglisjering av sylindrerens veggtykkelse. Dette ser ut til å være en tilstrekkelig antagelse ettersom det er først på veldig høye frekvenser avvikene oppstår.

De piezoelektriske konstantene ( $d_{31}$ ,  $s_{11}^E$ ,  $s_{12}^E$  og  $\epsilon_{33}^T$ ) avhenger ikke av påvirkning fra koblede vibrasjoner. Derfor vil for eksempel også den teoretiske koblingskoeffisienten  $k_{31}$  være konstant. I utgangspunktet hadde det enkleste vært å bruke den éndimensjonale modellen av transducer i 31-modus for å fastsette disse verdiene. Det ville imidlertid ført til at man hadde fått de effektive verdiene, altså medregnet forskyvninger og påvirkninger av andre resonansfrekvenser. Derfor er den todimensjonale modellen brukt, og man ser da i Figur 5.30 og Figur 5.31 at man ved å bare justere lengdeparameteren i modellen får relativt godt samsvar mellom målinger både for  $L = 8$  mm og  $L = 12,5$  mm. Da tenker man først og fremst på vibrasjonsmodene i radiell- og aksialretning. En svakhet er derimot at modellen ikke gjengir den mellomliggende resonansgrenen omtalt tidligere. Den gir heller ikke noe direkte uttrykk for mottakerfølsomheten til transduceren.

Aronov (2009) har utledet en modell som inkluderer den mellomliggende toppen og som i teorien også kan simulere mottakerfølsomheten. Denne modellen kunne potensielt gi en god beskrivelse av transduceren med  $L = 12,5$  mm i luft uten innkapsling, men den største utfordringen har vært påvirkning fra innkapslingen. Derfor har man heller valgt å benytte de litt mindre sammensatte modellene som gir mindre kompleksitet.

Den frie kapasitansen  $C_f$  består av summen av den fastholdte kapasitansen  $C_p$  og kapasitansen  $C$  som kommer av bevegelse. For en del transducere, inkludert de som er laget av piezoelektriske eller ferroelektriske materialer vil verdien til  $C$  variere litt med frekvens (Kinsler, 2000, s. 402). Dette ble observert under målingene, og spesielt for transduceren



med  $L = 12,5$  mm. Derfor ble det testet flere metoder for å bestemme  $C_f$ . HP 4194A har en egen modus for å måle kapasitans som funksjon av frekvens. Derfor ble det først gjort målinger av kapasitansen ved lav frekvens (10 kHz) for å bestemme  $C_f$ . Det viste seg imidlertid at dette gav en litt lav verdi når modellene ble sammenlignet med målte verdier for transducere med  $L = 12,5$  mm. Av den grunn ble det i stedet gjort estimater basert på stigningstallet til admittansen mellom 10-46 kHz (det forholdsvis flate området før resonans), som gjorda at man også tok høyde for den lille stigningen i C. Denne effekten var ikke like markant for transduserne med lengde 8 mm. I det tilfellet viste det seg at målinger av kapasitansen ved 1 kHz gav verdier for  $C_f$  som gav godt samsvar mellom modell og målinger. Dette kan man se i Figur 5.17 ved at verdien for admittansen følger de målte verdiene veldig godt både ved inngangen og utgangen av plottet (60 og 80 kHz). Til slutt vil man også legge til at det ble gjort noen målinger med et multimeter («BILTEMA – DIGITAL MULTIMETER EM 61»). Disse målingene gav verdier som var litt høyere enn beregnet  $C_p$ . Det er sannsynligvis fordi multimeteret ikke gav tilstrekkelig effekt slik at man fikk målinger som nesten tilsvarte en sylinder uten svingninger. Disse målingene er derfor ikke blitt benyttet i modellene.

## 7.4 Tuning

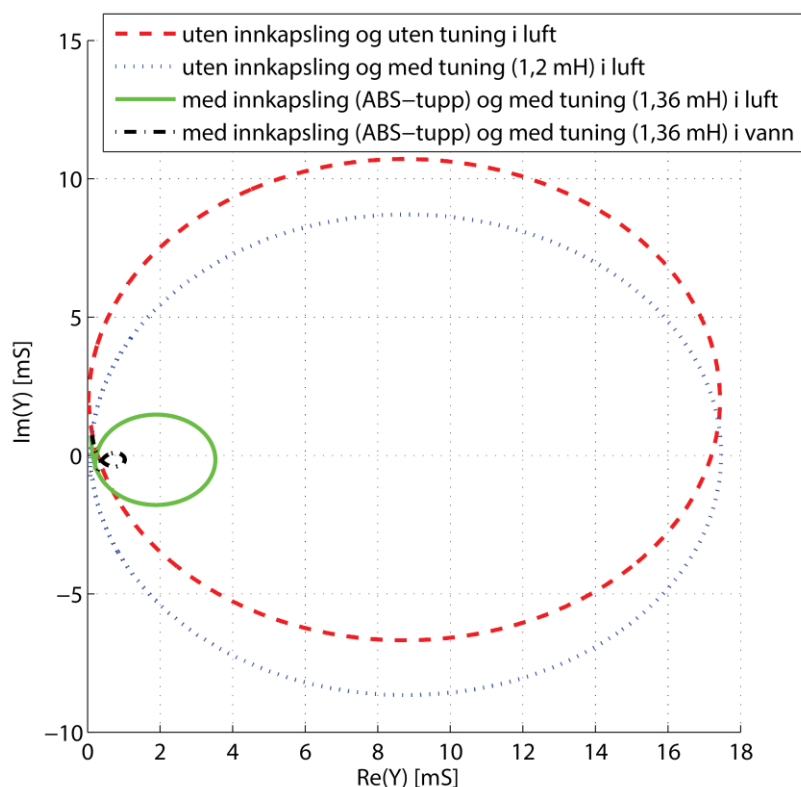
Målingen av admittansen for transduseren på 8 mm støpt inn i den endelige innkapslingen viste tre markante topper (Figur 5.21) i området 40-80 kHz. I tillegg var det en del ujevnheter som virket noe tilfeldig plassert. Spesielt de to toppene som lå i nærheten av 58 og 65 kHz hadde ganske lik amplitudeverdi og skapte derfor utfordringer for valg av tuning. Ideelt sett hadde det vært en fordel å gjøre flere målinger på transducere med komplett innkapsling for å utelukke eventuelle variasjoner i innstøping og konstruksjon. For eksempel viste målingene med transducere på 12,5 mm monterte i ABS-tupper at 2 av 5 transducere ikke hadde en tilfredsstillende respons.

Frekvensresponsen til impedansen uten innkapsling og med ABS-tupp ser ut til å stemme bra overens med modellene for ulike verdier på tuningen (både i vann og i luft). Dette kan tyde på at simuleringen av mottakerfølsomheten i de tilfellene også er rimelig god. Figur 5.29 viser en simulering av 8 mm transduser med ABS-tupp i vann og 7 ulike verdier på tuningen jevnt fordelt fra 0,5 mH til 2,0 mH. Hvis tuningen velges slik at  $C_p$  kanselleres ved  $f_r$  (induktans på ca. 1,5 mH), vil passbåndet i teorien gå fra ca. 53-68 kHz. Selv om mottakerfølsomheten da er høy, vil dette være lavere enn det TBR-700 er designet for. Det er fordi det analoge båndpassfilteret slipper gjennom signaler mellom 60-80 kHz. I tillegg opererer mange av dagens fiskemerker på 69 kHz. Løsninger for å flytte følsomhetsområdet oppover i spekteret er blitt diskutert før, men med tanke på tuningen kan det innebære å velge mindre induktans på spolen. Simuleringen viser at en spole i området 0,75 mH – 1 mH flytter følsomhetsområdet til å ligge rundt 60-80 kHz, men  $M_v$  blir lavere og ikke like symmetrisk.

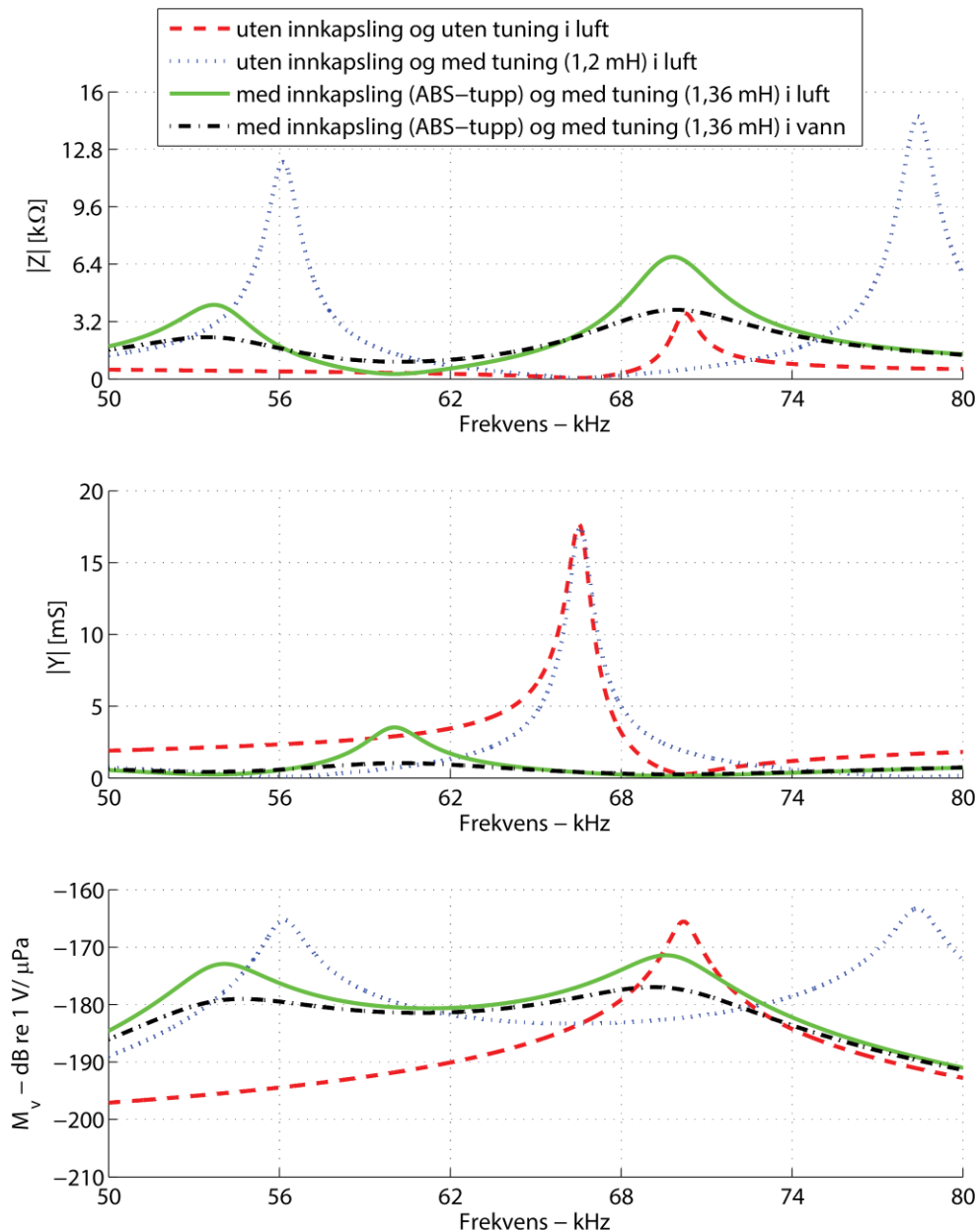
Transduseren med full innkapsling hadde en topp i admittansen som lå litt lavere enn for transduseren med ABS-tupp. Dette kan virke naturlig ettersom økt masse forskyver resonansfrekvensen nedover i spekteret. Men i tillegg var det en topp som lå i nærheten av (litt lavere enn) der toppen ville vært uten innkapsling. På denne måten kan det virke som man fikk en kombinasjon av responsene til transduser med og uten ABS-tupp. Årsaken er ikke helt klar, men det kan sannsynligvis bli gjort forbedringer i metoden brukt for å feste transduserne og optimalisering av innkapslingen.

På grunn av den noe uklare responsen til admittansen ved bruk av full innkapsling, ble det gjort noen eksperimentelle undersøkelser for å bestemme tuningen brukt under fjordtesten. Fokuset var å finne en tuning som gav rimelig bra mottakerfølsomhet for de aktuelle testfrekvensene, slik at man fikk testet algoritmen for multifrekvens signalmottak. Ved å gjøre noen målinger av RSSI-verdier for ulike frekvenser når mottakeren var plassert i en balje med vann, fikk man et grovt bilde (også påvirket av karakteristikken til senderen og refleksjoner) av mottakerfølsomheten for de ulike testfrekvensene (63-75 kHz). Tuning på 1,36 mH viste seg å ikke være ideell ettersom man da fikk veldig dårlig følsomhet ved 69 kHz. Dette skyldes sannsynligvis en interaksjon mellom de to målte resonanstoppene. Dette var ikke ideelt ettersom fiskemerkene som skulle brukes i testen opererer på 69 kHz. Når mottakeren ble testet med tuning på 1,8 mH, så det ut som man fikk brukbar følsomhet på de aktuelle frekvensene. De detekterte RSSI-verdiene (vist i Tabell 8) ligner da på responsen vist til høyre i Figur 5.25, altså for en transducer som opererer uten innkapsling og med en topp i  $M_p$  på rundt 75 kHz. En mulig forklaring på dette er den andre resonanstoppen målt for transducer med full innkapsling, som lå i nærheten at toppen målt for transducer uten innkapsling.

Hvis man tar utgangspunkt i modellen for 8 mm transducer uten og med innkapsling i form av ABS-tupp, illustrerer Figur 7.7 (admittanssirkler) og Figur 7.8 (impedans, admittans og mottakerfølsomhet) hvordan frekvensresponsen påvirkes av blant annet økt motstand. Man ser at impedanstoppene tilsvarer toppe i mottakerfølsomheten. Når  $R$  er liten er disse toppene veldig markante, men amplituden avtar med økende  $R$  som følge av innkapsling og vannmotstand. En annen observasjon er at mellomrommet mellom toppene er størst uten



Figur 7.7 Sammenligning av modellert admittanssirkler under ulike påvirkninger.



**Figur 7.8** Sammenligning av modellert impedans, admittans og mottakerfølsomhet under ulike påvirkninger.

innkapsling. Dette kommer av at den effektive koblingskoeffisienten da er høyere. Simuleringen av transduceren i vann (svart linje) viser at mottakerfølsomheten er relativt jevn i området 54-70 kHz når tuningen er satt til 1,36 mH. Simuleringene tyder på at det er mulig å oppnå relativt jevn mottakerfølsomhet hvis man klarer å isolere en enkelt resonanstop, men det kan også være en fordel om  $f_r$  med innkapsling ligger omtrent midt i det ønskede passbåndet, som ikke er tilfellet her.

## 7.5 Realisering og testing av fysisk mottaker

For å få mest mulig informasjon fra testene på fjorden ble mottakeren programmert til å logge data om hvert godkjente ping. Det vil si RSSI- verdi, pingnummer og informasjon om støynivået. Hvis en sekvens med ping ble dekodet riktig, ble også mottatt dataverdier lagret i minnet. Med tanke på multifrekvens signalmottak var signalstyrke på ulike frekvenser, kanalseparasjon og deteksjon på flere kanaler samtidig spesielt interessant.

Den komplette tabellen over testresultater er gitt i Vedlegg B.1. I den er det lett å gjenkjenne de ulike trinnene i testplanen. Et utdrag av den kanskje mest interessante delen er gjengitt i resultatdelen av rapporten (Tabell 8). Fra side 51 til 70 i flashminnet ser man da pingdeteksjoner når både signalgeneratoren og et fiskemerke var aktivt samtidig (trinn 8 i testplanen). Tabellen viser tydelig en trappetrinnstruktur som gjenspeiler hvordan frekvensen stegvis ble justert oppover, mens det samtidig hele tiden mottas signaler på 69 kHz.

Hvis man fortsatt betrakter trinn 8 i testen, ser man at RSSI-verdiene varierer i området 170-270. Tendensen er at verdiene er høyest for 69, 71, 73 og 75 kHz, mens verdiene ligger litt lavere for 63, 65 og 67 kHz. Det er flere faktorer som kan påvirke RSSI-verdiene. En kilde til variasjon er senderstyrken. Signalgeneratoren som er brukt har også en respons som er frekvensavhengig, og vil gi ut mest effekt rundt den mekaniske resonansen. Det samme gjelder fiskemerket. En annen faktor er refleksjoner som kan føre til både konstruktiv og destruktiv interferens, som vil avhenge av tid, sted og lokale miljøforhold. I avsnitt 6.1 ble det også forklart hvordan RSSI-verdien avhenger av støynivået. Alt dette kommer i tillegg til selve mottakerfølsomheten. Til sammen kan dette forklare hvorfor RSSI-verdiene i tabellen variere en del, men man kan som nevnt likevel se noen tendenser.

Testene viser at mottakeren tidvis klarer å motta signaler på to kanaler samtidig og dekode dataene riktig. Dette kommer tydelig fram i sekvenser der man ser at pingene er detektert om hverandre før tilslutt ID og data stemmer med det som er forventet. Likevel trengs det flere tester og mer tuning før algoritmen fungerer optimalt.

Tabellen viser at antall pingdeteksjoner på hver kanal varierer. Testen (trinn 8) ble gjennomført ved at det ble sendt ut signaler i 2 minutter per kanal. Noen avvik er å forvente ettersom det vil variere noe hvor mottakeren er i pingsekvensen når frekvensen stilles. Likevel kan det se ut til at triggernivåene er satt litt restriktive og at ping som burde godkjennes ikke blir det. Dette er spesielt fremtredende i den første testen der bare signalgeneratoren var aktiv (se tabell i vedlegg B.1). Sammenligner man testen med kun signalgenerator og testen der både signalgenerator og fiskemerket var aktivt, ser man at den siste testen (litt overraskende) har flest detekterte ping fra signalgeneratoren. Man ser også at RSSI-nivåene er generelt høyere på den sistnevnte testen. Det kan tyde på at triggernivåene, som blir justert dynamisk avhengig av støynivå, da hadde stilt seg bedre inn.

Generelt ser man få feildeteksjoner på tvers av kanaler. I utdraget vist i Tabell 8 ser man kun ett ping som skiller seg ut (kanal 67 kHz på side 71 i flashminnet). Går man inn i flashminnet ser man at denne feildeteksjonen ligger der frekvensen ble justert, som kan tyde på at det er signalgeneratoren som da gav ut litt variasjoner i frekvens:

- Channel 69 - RSSI 0211 - Noise 001 - Ping Number 0
- Channel 69 - RSSI 0164 - Noise 001 - Ping Number 1
- Channel 67 - RSSI 0135 - Noise 001 - Ping Number 0

- Channel 69 - RSSI 0159 - Noise 001 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0166 - Noise 003 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0207 - Noise 003 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0167 - Noise 003 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0169 - Noise 003 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0190 - Noise 003 - Ping Number 0

På grunn av at OFDM i utgangspunktet er litt følsomt for forskyvninger i frekvens ble det implementert en metode som dynamisk justerte opp triggernivået for alle kanalene (avhengig av mottatt signalstyrke) hvis et ping på én kanal er aktivt. Dette kan være en av grunnene for at det ble detektert lite feil på kryss av kanaler, men dette bør undersøkes nærmere med gjentatte tester for å finne optimale verdier for justering av triggernivået.

Det minste signalet som en hydrofon kan detektere er likt, eller litt mindre enn, støynivået i sjøen rundt så lenge ikke hydrofonens interne støy pluss forsterkerens støy overgår støyen fra sjøen (Sherman & Butler, 2007, s. 152). Derfor vil deteksjonsevnen i stor grad avhenge av støynivået. Økt følsomhet vil ikke nødvendigvis føre til bedre deteksjonsevne ettersom både støy- og signalstyrke vil kunne bli mer dominerende med økende forsterkning. Ser man på støynivåene vist i vedlegg B.2 (side 64, 55 og 44 fra flashminnet) varierer det mellom 1 og 4. Dette kan tyde på at den omkringliggende støyen er omtrent på deteksjonsgrensa, og at økt følsomhet sannsynligvis også vil skalere opp disse støyverdiene.

## 7.6 Teoretisk vurdering av aktuelle teknikker for å øke telemetrolinkens eksisterende datarate

Når man skal gjøre en vurdering av aktuelle teknikker for å øke dataraten, er det viktig å ta hensyn til både hvilke muligheter mottakeren og senderne har, men også hvilket miljø de skal operere i. Det vil for eksempel være fordelaktig hvis man kan utnytte programvaren og maskinvaren som allerede er tilgjengelig på best mulig måte og samtidig benytte en teknikk som kan gi god ytelse under realistiske driftsforhold.

Design av pålitelige akustiske systemer som skal fungerer i mange forskjellige miljøer er utfordrende (Preisig, 2006). Det er fordi egenskapene til den akustiske linken vil variere og sette ulike begrensninger for kommunikasjonen avhengig av blant annet beliggenhet og hvilken rekkevidde systemet skal ha. Tre vesentlige faktorer som skiller undervannskommunikasjon fra radiokommunikasjon er frekvensavhengig propagasjonstap (absorpsjon), større problem med mange gangveier og lav lyd hastighet. En vurdering av kanalkarakteristikken vil derfor være viktig med hensyn til valg av modulasjonsteknikk og design av kommunikasjonssystemer.

Absorpsjon er overføring av akustisk energi til varme, og er spesielt for langdistansesystemer en begrensende faktor for oppnåelig båndbredde. Som vist i teoridelen, øker absorpsjonstapet som funksjon av frekvens. Dette gjør at langdistansesystemer som skal operere fra 20-2000 km har en øvre frekvensgrense på 500 Hz til 10 kHz (Catipovic, 1990). For systemer som skal operer på korte distanser (<1km) vil større båndbredde være tilgjengelig, i stedet for å være begrenset av frekvensavhengig absorpsjonstap, vil da ofte transduceren være den begrensede faktoren med tanke på båndbredde.

Båndbredden til en transducer kan estimeres med den effektive koblingskoeffisienten multiplisert med serieresonansfrekvensen. Et forsiktig estimat på  $k_{eff}$  for TBR-700 er 0,2, og hvis man antar at  $f_r$  ligger på 60 kHz blir estimert båndbredde lik 12 kHz. Det er mulig man må ta noen grep med tanke på innkapslingen, men modellene av 8 mm transducer i ABS-tupp gav en verdi på  $k_{eff}$  på 0,252. Så selv om man tar utgangspunkt i at denne er vesentlig lavere har man fortsatt en båndbredde på over 10 kHz. Et designmål er ofte å gjøre  $k_{eff}$  så nær som mulig den teoretiske koblingskoeffisienten  $k_{31}$ . Uten innkapsling lå  $k_{eff}$  veldig nær  $k_{31}$  for transducere med  $L = 8$  mm og båndbredden ble estimert til over 20 kHz. Selv om  $k_{eff}$  alltid vil være mindre enn  $k_{31}$ , tyder den store forskjellen på at det kan bli gjort optimaliseringer. Med den nåværende implementasjonen kan man ha 7 frekvenskanaler i et område på 12 kHz.

Flerveisinterferens er et større problem i undervannskommunikasjon enn i radiokommunikasjon. Det er fordi forsinkelsen, som kommer av et signal kan ta flere veier fram til mottakeren, vil være større og vare over flere symbolengder. En symbolengde er den tiden det tar å sende et tegn. Ved korte distanser vil refleksjoner fra objekter og kanalens grenseflater være dominerende for flerveisinterferensen (Catipovic, 1990). På dypt vann derimot vil ofte signaler tendere til å følge en akse i vannet der lyd hastigheten er minst, som da er en annen kilde for flerveisinterferens. Resultatet er at mottakeren vil motta flere ekkoer, der tidsforsinkelsen er avhengig av distansen og lyd hastigheten. Et problem er at dette kan forårsake både destruktiv og konstruktiv interferens. Destruktiv interferens er når signaler opphever hverandre, mens konstruktiv interferens er når signalstyrken adderes.

Variierende tidsforsinkelse er utfordrende fordi symboler vil kunne overlappe hverandre. En teknikk for å motvirke dette er å sette inn tomme tidsluker mellom hvert signal, slik at ekkoene har tid til å dø ut. Dette vil derimot begrense dataratene til systemet.

Lyd hastigheten i vann (ca. 1500 m/s) er mye lavere enn lyshastigheten i luft (ca. 300000000 m/s). Dette har flere implikasjoner med tanke på kommunikasjonsteknikk. Den lavere hastigheten skaper store forsinkelser fra et signal er sendt til det er mottatt. Dette gjør blant annet at teknikker som baserer seg på respons fra mottaker ikke er like egnet. En annen faktor er at dopplereffekten blir større. Hvis  $v$  er hastigheten mellom sender og mottaker,  $f_0$  er den nominelle frekvensen og  $c$  er lyd hastigheten, vil forskyvningen i frekvens kunne uttrykkes som:  $\Delta f = f_0 v / c$ . Hvis for eksempel en fisk holder en hastighet på 1 m/s og signaler sendes ut med frekvens på 69 kHz vil  $\Delta f$  være 46 Hz.

I tillegg til dette kommer støy fra omgivelsene. Rundt et oppdrettsanlegg og kystnære lokaliteter vil støynivået være høyere enn for eksempel på dypt vann. Støykilder er blant annet bølger, vind, regn, luftbobler, motorer, fisk og lignende. Et system brukt i oppdrettsmerder må derfor være robust.

TBR-700 benytter spesielle akkumulasjon- og multiplikasjonsinstruksjoner for å effektivt beregne DFT-verdier. Disse DFT-verdiene blir da et mål på signalenergien for de aktuelle frekvensene. I utgangspunktet kan mottakeren bli satt til å beregne DFT-verdier for vilkårlige frekvenser, men det er to fordeler med å velge ortogonale frekvenskanaler. For det første minimerer det faren for krysstale mellom kanalene. Det er fordi de aktuelle kanalene da vil svare til nullpunkter i frekvensspekteret til nærliggende kanaler (se Figur 2.18). I TBR-700 er det implementert et hammingvindu for å redusere problemet med sidelobes. Dette gjør at avstanden mellom hver kanal må være 2 kHz, i motsetning til 1 kHz som i teorien er mulig med bruk av rektangulært vindu. Det er veldig enkelt å endre bruk av vindusfunksjon i

programvaren, men et hammingvindu er valgt for å minimere faren for krysstale mellom kanalene ved bruk av puls-posisjonsmodulasjon. Den andre grunnen for at det lønner seg med ortogonale kanaler er at man da kan utnytte symmetrier i multiplikasjonsfaktorer for DFT-en. Dette fører til mer effektiv beregning, og gjør da at man potensielt kan benytte flere kanaler.

Multifrekvens algoritmen som er implementert på TBR-700 benytter OFDM, altså ortogonal frekvensdivisjon multipleksing. Dette vil si at den tilgjengelige båndbredden blir fordelt på flere mindre frekvensbånd. For hvert av disse båndene er det da mulig å benytte teknikker beregnet på enkelt frekvenser. Ettersom senderne og mottakeren i utgangspunktet støttet puls-posisjonsmodulasjon, var det et naturlig førstestritt å benytte denne teknikken på flere frekvenser samtidig. Med den eksisterende protokollen vil man da ved å fordele sendere over flere frekvenser øke antall enheter som kan operere samtidig. Hvis man antar at kanalene ikke interferer med hverandre, vil da grensen for antall sendere kunne øke proporsjonalt med antall kanaler. Dette vil være en stor fordel med tanke på bruk i oppdrettsnæringen, ettersom det da vil være aktuelt å merke mange fisk innenfor et avgrenset område.

Selv om fordeling av sendere over flere frekvenser vil kunne øke den totale dataratene for hele systemet, må det gjøres endringer både på sender- og mottakersiden for å øke dataratene for hver enkelt link. En idé da er å benytte sending på flere frekvenser til å redusere nødvendige tidsintervaller mellom påfølgende pulser, som er lagt inn for å hindre flerveisinterferens. I den nåværende protokollen er disse «guard»-tidene satt til å være mellom 340 og 420 ms avhengig av kodetype. Etter dette er det satt av 16 forskjellige tidsluker med en avstand på 20 ms mellom hver luke, som gjør at hvert ping gir 4 bit med informasjon. En mulighet for å øke dataratene er å sende påfølgende pulser på forskjellige frekvenser.

Forskjellige applikasjoner vil kreve ulik ventetid for at ekkoer skal dø ut. Både for lang tid og for kort tid vil påvirke systemets ytelse. Det vil derfor være viktig å tilpasse systemet til det miljøet det skal operere i. Med tanke på bruk i oppdrettsmerder vil det da være aktuelt å gjøre målinger av både støyforhold og tidsforsinkelser på aktuelle lokaliteter.

En utfordring med OFDM er at metoden er følsom for forskyvninger i frekvens, som kan komme av enten dopplereffekten eller at senderen og mottakeren ikke opererer på eksakt samme frekvens. Da vil ikke lenger kanalene være ortogonale, og krysstale kan oppstå. For å motvirke dette har det blitt gjort forsøk på å øke triggernivået litt på alle kanalene når et ping er aktivt, og økningen blir bestemt av nivået på det aktive pinget. Denne delen av algoritmen trenger sannsynligvis mer testing og tuning for å fungere optimalt.

På grunn av at propagasjonen av akustiske signaler under vann hovedsakelig har en lineær natur, så vil frekvensinnholdet i et telemetrisignal for det meste være beholdt i det originale båndet mens derimot amplituden og fasen til signalet kan variere mye avhengig av både posisjon og tid (Kilfoyle & Baggeroer, 2000). På grunn av dette har FSK blitt mye brukt for systemer som krever robust kommunikasjon. For systemer med begrenset båndbredde vil derimot behov for høy datarate føre til at teknikker som effektivt utnytter båndbredden (f.eks. PSK) blir mer attraktive. Slike teknikker baserer seg som regel på modeller av kanalens impulsrespons for å motvirke interferens mellom symboler.

Båndbredden til et kortdistansesystem som opererer på forholdsvis høye frekvenser (50-80 kHz) er ikke like begrenset sammenlignet med systemer som skal sende over titalls

kilometer. I tillegg vil robusthet være et viktig krav for et system brukt i oppdrettsmerder. Derfor vil sannsynligvis FSK være bedre egnet enn PSK, og kan være en teknikk aktuell for bruk i TBR-700. En annen fordel med FSK er at man da kan utnytte den allerede eksisterende algoritmen i TBR-700 på en god måte.

I FSK blir signalenergien for de aktuelle frekvensene sammenlignet for å avgjøre hvilke data som er sendt. Dette kan for eksempel gjøres ved å benytte midlet DFT-verdi over et bestemt tidsintervall. For å hindre interferens er det i utgangspunktet nødvendig å legge inn tidsluker mellom påfølgende symboler, men kombinert med frekvens-hopping kan man forbedre dataraten ettersom man ikke lenger trenger å vente på at kanalen skal bli klar (Bridget & Ryan, 2012). Frekvenshopping innebærer at både sender og mottaker er kjent med en pseudorandom hoppesekvens. For å overkomme problemet med flerveisinterferens må lengden på hoppesekvensen være lengre enn maksimal forsinkelse for at ekko skal dø ut.

Frekvenshopping er også mulig å kombinere med OFDM. Dette er for eksempel blitt gjort i det akustiske modemmet *Hermes*, som benytter frekvenser mellom 60-90 kHz og oppnår en datarate på opp til 5272 bits/s med maksimum rekkevidde på 1000 meter (Beaujean, Pajovic, Carlson, & Spruance, 2009). For å korrekte bitfeil ble det brukt BCH-koding.

De aktuelle fiskemerkene kan stilles inn på å sende signaler på ulike frekvenser, men det må undersøkes nærmere hvor raskt denne omstillingen kan gjøres. I tillegg må det bli utviklet gode metoder for synkronisering før FSK med frekvenshopping kan tas i bruk. Men metoden er aktuell både med tanke på robusthet og økt datarate.

## **8 Vurdering av potensial for videre utvikling av mottakeren**

To ulike bruksområder for mottakeren er oppdrettsnæringen og for deteksjon av villfisk. Et mål under utviklingen av algoritmen for multifrekvens signalmottak var å effektivisere de mest tidkrevende operasjonene for å muliggjøre økt antall kanaler. I prosjektoppgaven ble det derfor benyttet assemblerkode for å øke ytelsen. En konsekvens av dette var at strømforbruket ble redusert, og mottakeren er nå mer aktuell også for villfiskmarkedet.

Med tanke på kommersialisering av mottakeren vil det være en fordel om designet muliggjør bruk av multifrekvens signalmottak, også om den i første omgang bare skal operere på én frekvens. Det er fordi man da forholdsvis lett kan utvide virkemåten til systemet med for eksempel en programvareoppdatering. Resultatene fra denne oppgaven kan tyde på at det er fordelaktig å bruke en transducer med lengde 8 mm framfor en på 12,5 mm, men for å undersøke dette nærmere kan neste steg være å utføre tester der man benytter flere mottakere samtidig. Da kan det også være en mulighet å teste en mottaker som benytter 2 korte sylindere plassert ovenfor hverandre, mekanisk isolert og koblet i parallell. Selv om de teoretiske analysene gir en del indikatorer, er det mange ulike faktorer som kan påvirke ytelsen, og da vil en slik test være nyttig for å avdekke eventuelle faktorer man ikke har tatt høyde for.

Målinger gjort for transduceren i komplett innkapsling viste flere resonanstopper i det aktuelle området. Uten innkapsling var det til sammenligning kun én topp ( $L = 8$  mm). Optimaliseringer av innkapslingen kan sannsynligvis bli gjort for å isolere én enkelt resonanstopp. Dette vil i så fall forenkle designet, og samtidig trolig øke ytelsen til systemet.



En mulighet for å forbedre deteksjonsevnen til systemet er å benytte en smartere algoritme for hvilke ping som skal godkjennes. Nå vurderes bare signalstyrken for ett og ett ping om gangen, og hvis verdien er for lav blir ikke pinget godkjent. Ved å ta i betraktning en hel sekvens med aktuelle ping, har man bedre vurderingsgrunnlag og kan da potensielt øke deteksjonsgraden. For å øke dataraten kan det derimot være nødvendig å ta i bruk for eksempel FSK eller metoder som baserer seg på frekvenshopping.

For å få et konkurransedyktig system på markedet vil det blant annet være nødvendig å implementere trådløs kommunikasjon med PC (f. eks. blåtann). Det er også en mulighet å ha en brukervennlig applikasjon som fungerer på nettbrett og smarttelefoner. I første omgang kan det være lurt å fokusere på at basisfunksjonene skal fungere godt, men samtidig ikke utelukke muligheter for videreutvikling og oppgraderinger.

## 9 Konklusjon

Målinger av frekvensresponsen til transducere originalt brukt i TBR-700 ( $L=12,5$  mm,  $r = 6,8$  mm og  $t = 1$  mm) viste to resonanstopper i det aktuelle frekvensområdet. Undersøkelser viser at årsaken er koblede vibrasjoner i radiell- og aksialretning, som er mest dominerende når  $L/2r$  er i nærheten av  $\pi/2$ . Resultatet er lavere effektiv koblingskoeffisient i tillegg til den mer framtrædende mellomliggende resonanstoppen vist i målingene (gren 1). På grunn av dette ble det også gjort målinger på transducer med  $L = 8$  mm,  $r = 6,8$  mm og  $t = 1$  mm. Med den nye lengden ble det observert økt effektiv koblingskoeffisient og den mellomliggende resonanstoppen ble vesentlig mindre og flyttet seg ut fra det aktuelle frekvensområdet.

Den mekaniske resonansfrekvensen, som mottakeren skal operere ved, ble påvirket mye av innkapslingen. Den effektive koblingskoeffisienten ble lavere og toppen forflyttet seg fra 66,57 til rundt 60 kHz for transducere med  $L = 8$  mm støpt inn i ABS-tupp. Lignende påvirkning ble observert for  $L = 12,5$  mm. Det kan derfor være nødvendig og enten justere radiusen til ringen eller endre innkapslingen hvis man ønsker å operere ved høyere frekvenser.

Flere faktorer påvirker valg av tuning. Ofte blir tuningen valgt slik at spolen kansellerer ut  $C_p$  ved  $f_r$ . Hvis det er en isolert resonanstopp, vil da mottakerfølsomheten ligge ganske symmetrisk om  $f_r$  der båndbredden avhenger av  $k_{eff}$ . Med  $f_r$  rundt 60 kHz vil da følsomhetsområdet i så fall ligge en del utenfor 60-80 kHz (passbåndet til det analoge filteret). Noen aktuelle løsninger er:

- Benytte lavere verdi på spolen -> forflytter følsomhetsområdet oppover i spekteret, men gir lavere følsomhet.
- Endre passbåndet til det analoge filteret.
- Redusere ringens radius og optimalisere innkapslingen.

Målinger gjort på en transducer med komplett innkapsling viste to resonanstopper der den ene minner om responsen til ABS-tuppen, mens den andre minner om responsen uten

innkapsling. Denne todelingen er ikke ideell, og tyder at det kan være nødvendig med undersøkelser av ulike typer innkapsling i videre utvikling av mottakeren. Et forsiktig estimat for  $k_{eff}$  er 0,2, som gir en teoretisk båndbredde på rundt 12 kHz om transduceren tunes slik at kapasitansen kanselleres ved  $f_r$ . Materialets koblingskoeffisient er på 0,344, og det vil derfor være ideelt å få  $k_{eff}$  til å ligge nærmere denne verdien.

Test på fjorden viste mottak av signaler på to frekvenser samtidig. I tillegg viste det seg å være lite feildeteksjoner på tvers av kanaler. Likevel kan det se ut til at triggernivåene kan optimaliseres ettersom en del ping som burde godkjennes ikke ble registrert. Flere faktorer påvirker RSSI-verdien, og en av dem er mottakerfølsomheten. Modeller viste seg å stemme bra med målt frekvensrespons når transducerene var uten innkapsling eller med ABS-tupp (både i luft og i vann), men den komplette innkapslingen gjorde systemet mindre predikerbart. Derfor vil det være en fordel i videre utvikling av mottakeren å etablere metoder for mer direkte måling av mottakerfølsomheten.

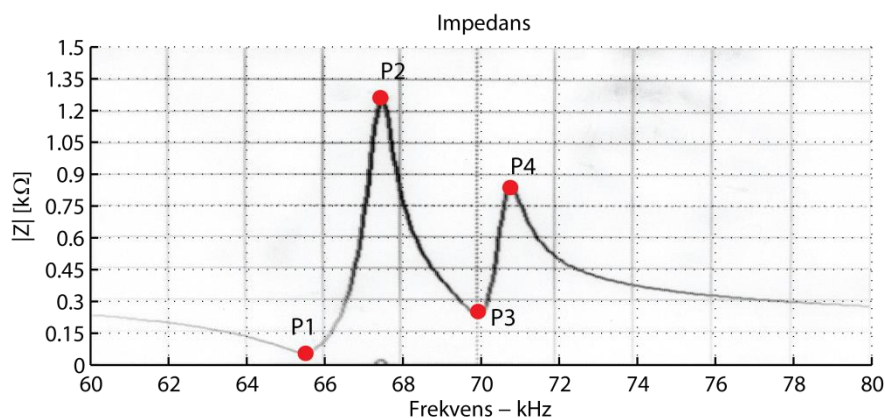
Det er flere mulige metoder for å øke telemetrilinkens datarate. En mulighet er å gjøre forbedringer av dagens algoritme som benytter OFDM, men en annen metode som er mye brukt for robust kommunikasjon er FSK. Begge disse teknikkene kan utnytte mottakerens effektive implementasjon av DFT-beregninger. En annen fordel med disse teknikkene er at man slipper å spore fasen til signalet, som kan være et problem på grunn av variasjoner i undervannskanalens impulsrespons.

Del IV  
Vedlegg

## Vedlegg A Målinger av frekvensrespons

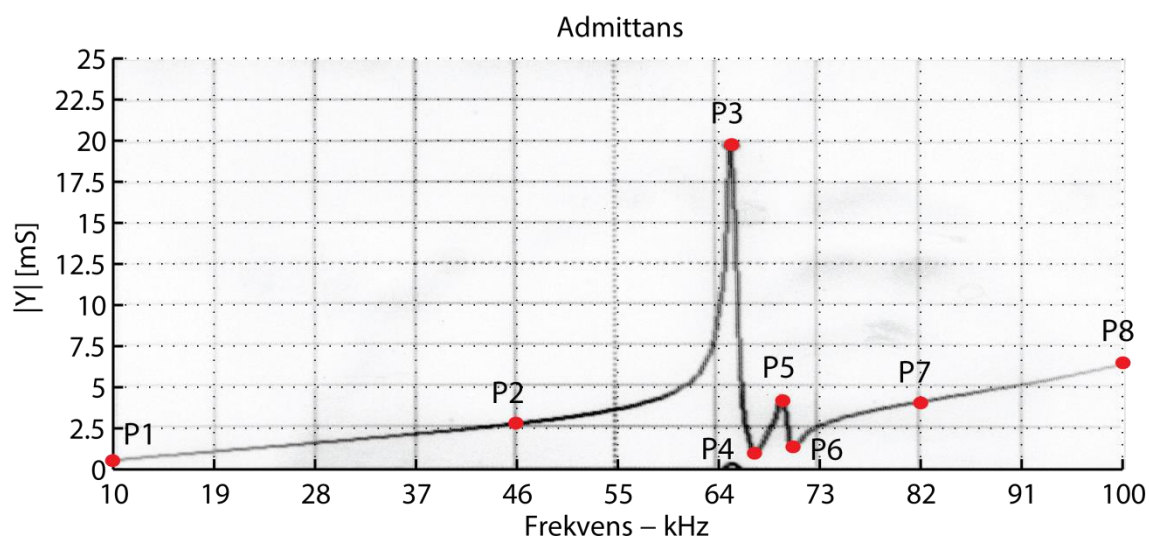
### A.1 Målinger på transducere med $L = 12,5$ mm $r = 6,8$ mm og $t = 1$ mm

Impedansmålinger uten innkapsling i luft:



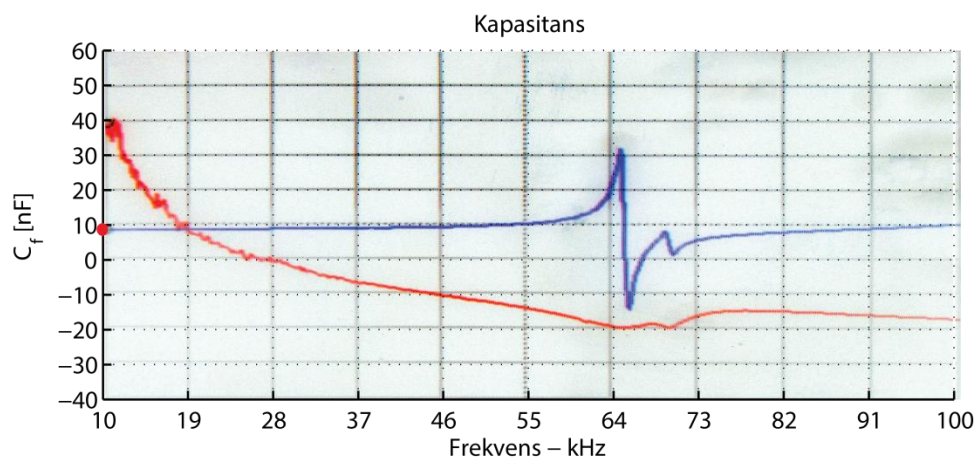
	Punkt:	1	2	3	4
Transducer 1	$ Z $ [ $\Omega$ ]	48,85	1259	228,6	841,5
	f [kHz]	65,5	67,55	70,05	70,9
Transducer 2	$ Z $ [ $\Omega$ ]	52,43	1246	248,3	782,2
	f [kHz]	65,45	67,5	69,95	70,85
Transducer 3	$ Z $ [ $\Omega$ ]	49,4	1154	259,6	732,3
	f [kHz]	65,3	67,3	69,4	70,25
Transducer 4	$ Z $ [ $\Omega$ ]	50,57	1226	245,5	792,6
	f [kHz]	65,6	67,6	69,95	70,85
Transducer 5	$ Z $ [ $\Omega$ ]	47,39	1262	249,1	838,7
	f [kHz]	65,25	67,35	69,55	70,45
Gj.snitt	$ Z $ [ $\Omega$ ]	49,7	1229,4	246,2	797,5
	f [kHz]	65,42	67,46	69,78	70,66

Admittansmålinger uten innkapsling i luft:



Punkt:	1	2	3	4	5	6	7	8	
Transducer 1	Y  [mS]	0,52	2,62	19,77	0,81	4,27	1,22	3,96	6,35
	f [kHz]	10,0	46,0	65,6	67,6	70,1	71,0	82,0	100,0
Transducer 2	Y  [mS]	0,52	2,57	18,84	0,83	3,91	1,32	3,92	6,28
	f [kHz]	10,0	46,0	65,6	67,6	69,9	71,0	82,0	100,0
Transducer 3	Y  [mS]	0,54	2,70	19,70	0,88	3,86	1,36	4,10	6,61
	f [kHz]	10,0	46,0	65,4	67,4	69,4	70,3	82,0	100,0
Transducer 4	Y  [mS]	0,53	2,63	18,37	0,83	3,92	1,33	3,99	6,36
	f [kHz]	10,0	46,0	65,6	67,6	69,9	71,0	82,0	100,0
Transducer 5	Y  [mS]	0,53	2,68	20,10	0,81	3,78	1,23	4,04	6,56
	f [kHz]	10,0	46,0	65,1	67,4	69,4	70,5	82,0	100,0
Gj.snitt	Y  [mS]	<b>0,53</b>	<b>2,64</b>	<b>19,36</b>	<b>0,83</b>	<b>3,95</b>	<b>1,29</b>	<b>4,00</b>	<b>6,43</b>
	f [kHz]	<b>10,0</b>	<b>46,0</b>	<b>65,4</b>	<b>67,5</b>	<b>69,7</b>	<b>70,8</b>	<b>82,0</b>	<b>100,0</b>

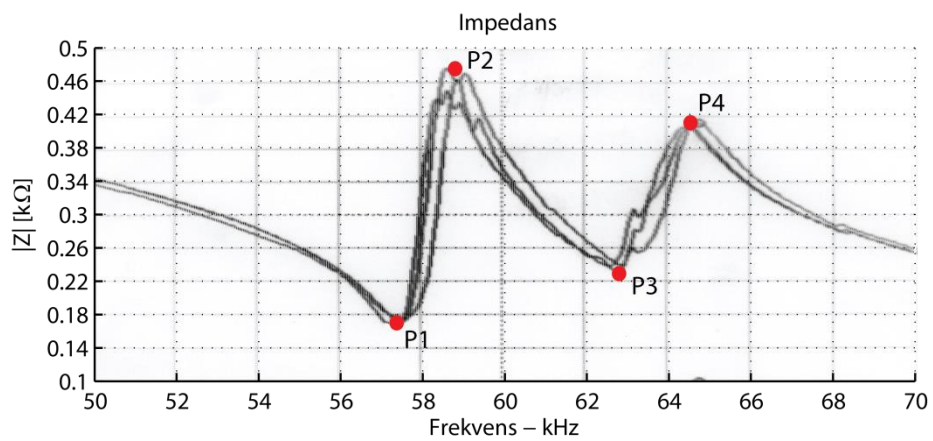
Målinger av kapasitans ved 10 kHz uten innkapsling i luft (den blå linjen i figuren under er for transducer 1):



Målinger gjort med HP 4194A C [nF]

Transducer 1	8,335
Transducer 2	8,211
Transducer 3	8,585
Transducer 4	8,357
Transducer 5	8,445
Gj.snitt	<b>8,387</b>

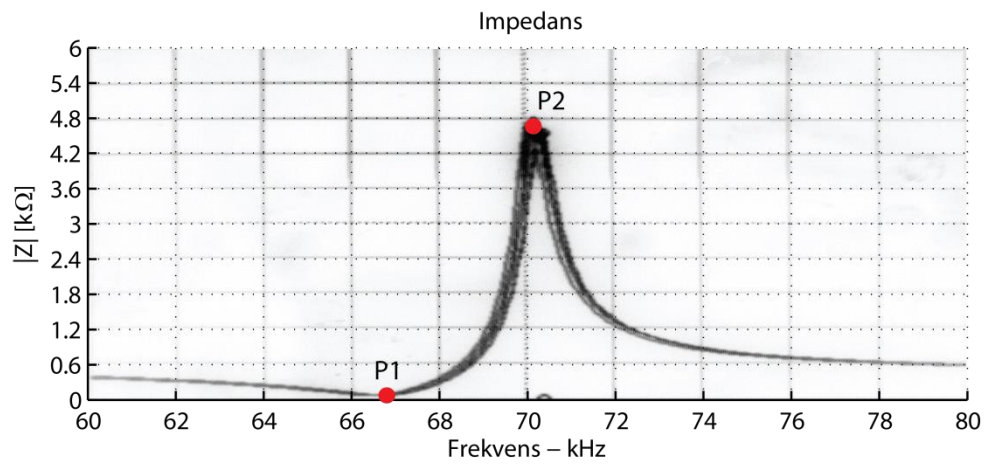
### Målinger med innkapsling i luft:



	Punkt:	1	2	3	4
Transducer 1	Z  [Ω]	180	441	240	407
	f [kHz]	57,4	58,6	62,7	64,6
Transducer 4	Z  [Ω]	171	483	233	406
	f [kHz]	57,5	59,0	62,8	64,5
Transducer 5	Z  [Ω]	176	489	242	410
	f [kHz]	57,6	59,1	63,0	64,8
Gj.snitt	Z  [Ω]	176	471	238	408
	f [kHz]	57,5	58,9	62,8	64,6

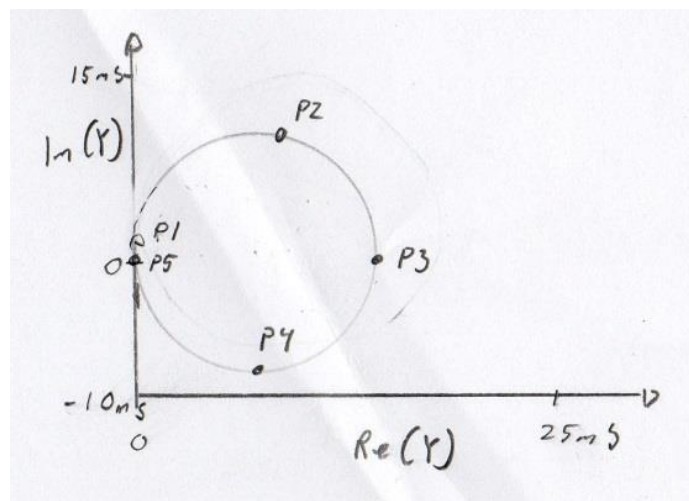
## A.2 Målinger på transducere med $L = 8 \text{ mm}$ $r = 6,8 \text{ mm}$ og $t = 1 \text{ mm}$

Impedansmålinger uten innkapsling i luft:



	Punkt:	1	2
Transducer 1	Z  [kΩ]	0,059	4,882
	f [kHz]	66,70	70,25
Transducer 2	Z  [kΩ]	0,061	4,658
	f [kHz]	66,75	70,30
Transducer 3	Z  [kΩ]	0,059	4,592
	f [kHz]	66,70	70,35
Transducer 4	Z  [kΩ]	0,061	4,683
	f [kHz]	66,60	70,10
Transducer 5	Z  [kΩ]	0,061	4,571
	f [kHz]	66,80	70,40
Gj.snitt	Z  [kΩ]	<b>0,060</b>	<b>4,677</b>
	f [kHz]	<b>66,71</b>	<b>70,28</b>

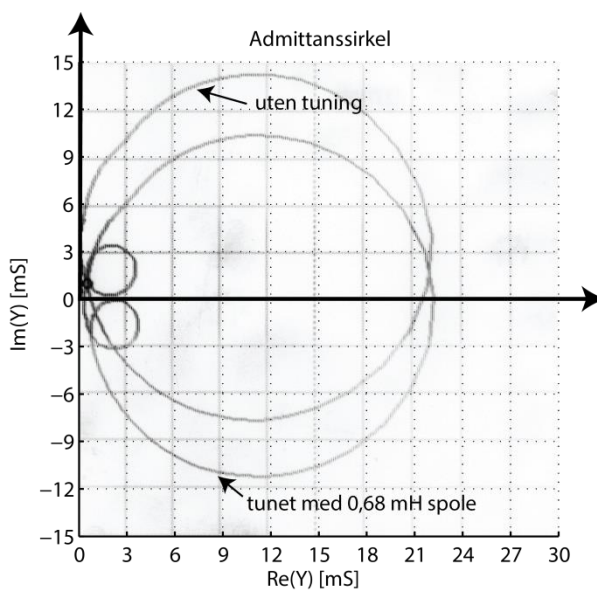
Admittanssirkel uten innkapsling i luft:



	Punkt:	1	2	3	4	5
Transducer 1	Re(Y) [mS]	0,12	9,51	18,71	9,50	0,52
	Im(Y) [mS]	2,86	11,33	1,62	-7,89	1,85
	f [kHz]	60	66,15	66,55	66,95	80
Transducer 2	Re(Y) [mS]	0,11	8,91	16,86	8,49	0,50
	Im(Y) [mS]	2,66	10,35	1,16	-6,97	1,80
	f [kHz]	60	66,4	66,8	67,2	80
Transducer 3	Re(Y) [mS]	0,12	8,54	17,00	8,49	0,54
	Im(Y) [mS]	2,81	10,82	1,40	-7,21	1,85
	f [kHz]	60	66,3	66,75	67,2	80
Transducer 4	Re(Y) [mS]	0,13	9,19	18,37	9,05	0,54
	Im(Y) [mS]	2,93	11,29	0,49	-7,76	1,88
	f [kHz]	60	66	66,45	66,85	80
Transducer 5	Re(Y) [mS]	0,12	8,92	16,75	8,2	0,56
	Im(Y) [mS]	2,89	10,69	0,76	-7,43	1,88
	f [kHz]	60	66,25	66,75	67,2	80
Gj.snitt	Re(Y) [mS]	<b>0,12</b>	<b>9,01</b>	<b>17,54</b>	<b>8,75</b>	<b>0,53</b>
	Im(Y) [mS]	<b>2,83</b>	<b>10,90</b>	<b>1,09</b>	<b>-7,45</b>	<b>1,85</b>
	f [kHz]	<b>60</b>	<b>66,22</b>	<b>66,66</b>	<b>67,08</b>	<b>80</b>

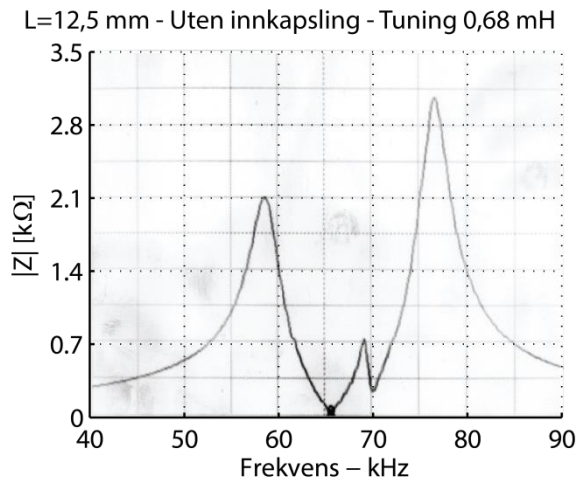
### A.3 Test med forskjellige spoler koblet i parallell

Transducer med  $L = 12,5$  mm uten innkapsling med og uten spole på  $0,68$  mH:

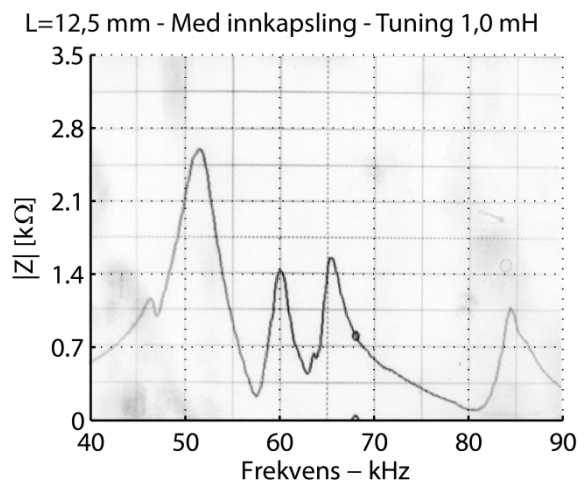
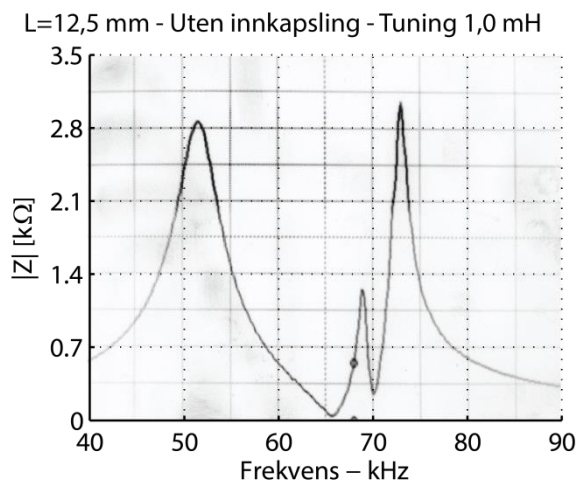
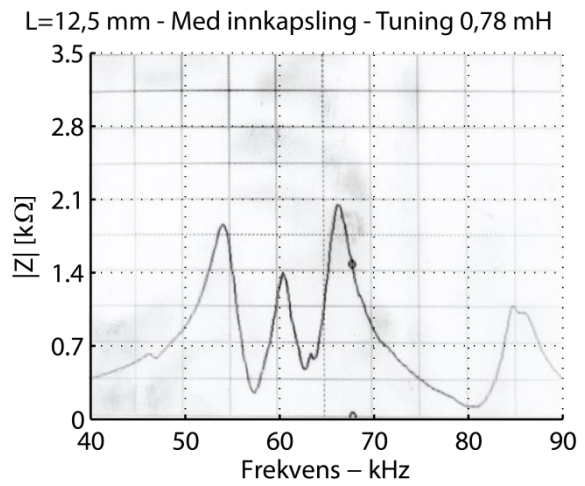
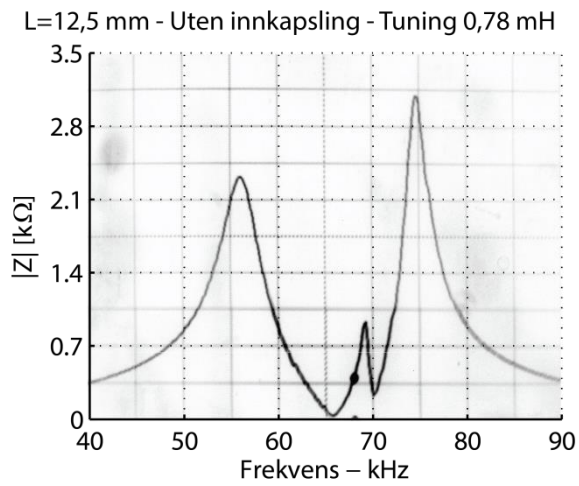
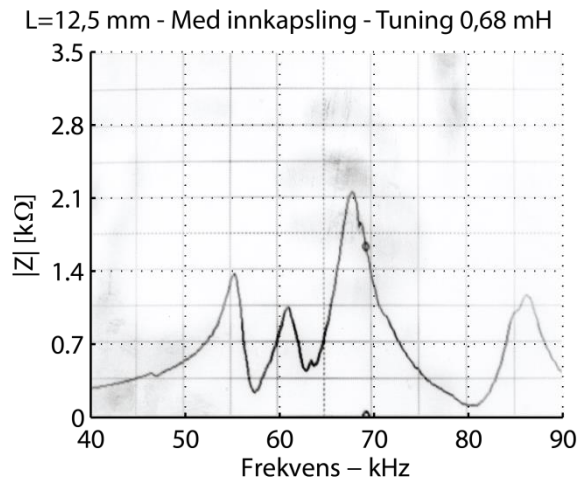




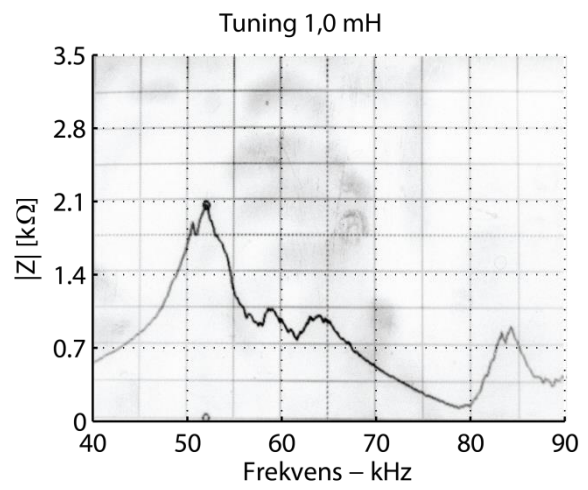
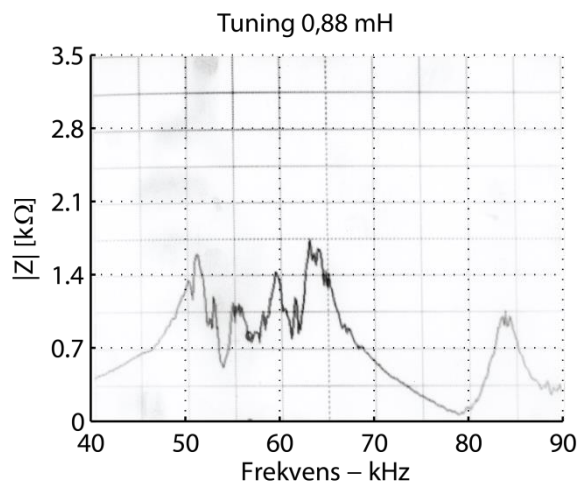
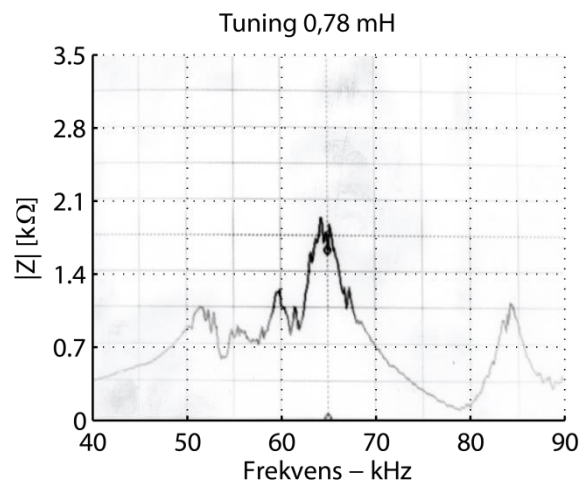
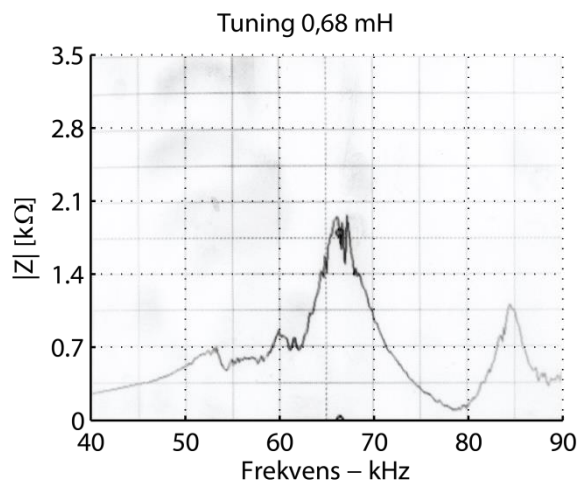
### Uten innkapsling og tuning i luft



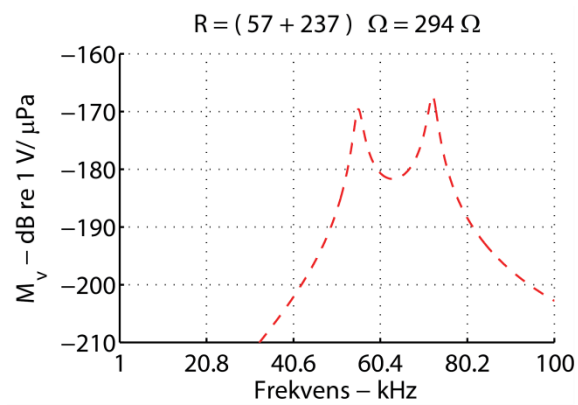
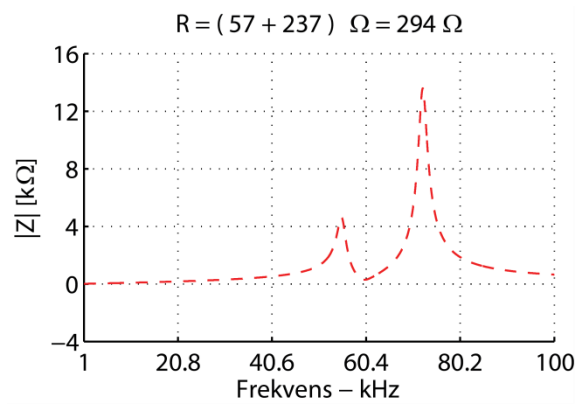
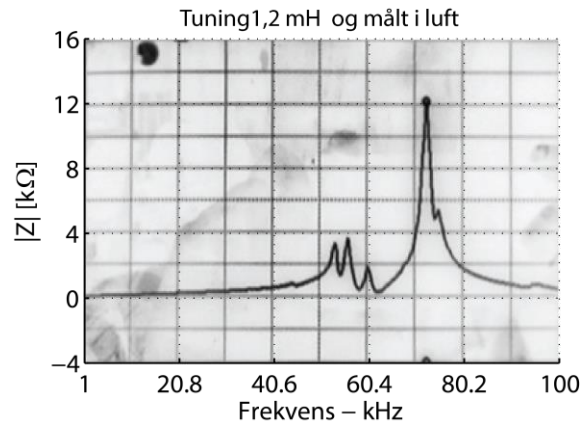
### Med innkapsling og tuning i luft



## Med innkapsling og tuning i vann ( $L = 12,5 \text{ mm}$ )



Transducer med  $L = 8$  mm med innkapsling i vann og spole på 1,2 mH (indre motstand på  $8 \Omega$ ):



## Vedlegg B Resultater fra test på fjorden

### B.1 Komplette tabell over detekterte og godkjente ping

Side i FLASH	Frekvens [kHz]													
	63		65		67		69		71		73		75	
	RSSI	ping	RSSI	ping	RSSI	ping	RSSI	ping	RSSI	ping	RSSI	ping	RSSI	ping
75									291	76				
74									254	76				
73									247	76				
72									214	76				
71					135	1	242	20	200	6			200	6
70							350	33					220	39
69							323	28					278	44
68							278	21			256	51		
67							408	25			286	47		
66							356	29	208	11	270	32		
65							321	21	287	53				
64							292	20	241	49				
63							340	22	283	48				
62							278	69	268	7				
61							257	76						
60					218	10	284	65						
59					173	44	312	31						
58					168	42	314	31						
57			170	42	171	1	281	29						
56			170	41			269	30						
55	182	14	187	32			289	25						
54	212	50					280	21						
53	182	48					212	24						
52	180	38					213	33						
51							173	73						
50							141	76						
49					175	1	162	75						
48							219	73						
47							232	76						
46							184	26	278	50				
45									258	76				
44									224	76				
43									249	76				
42					398	3	157	9	254	64				
41							151	41	149	35				
40					172	34	164	39	128	3				

Frekvens [kHz]

Side i FLASH	63		65		67		69		71		73		75	
	RSSI	ping	RSSI	ping	RSSI	ping	RSSI	ping	RSSI	ping	RSSI	ping	RSSI	ping
39					162	38	161	38						
38	172	3	165	3	154	25	228	45						
37							279	76						
36							252	76						
35							219	76						
34							214	76						
33					167	4	200	12					321	59
32											294	21	296	51
31											251	75		
30									157	48	198	26		
29					137	2	138	42	179	32				
28					168	76								
27			222	52	168	20								
26			198	75										
25	211	70	175	5										
24	208	69	180	1					139	6				
23									145	76				

## B.2 Side 64, 55 og 44 fra flashminnet

### Side 64 fra flash-minnet:

Time Stamp: 1000005109

- Channel 71 - RSSI 0342 - Noise 002 - Ping Number 7
- Channel 69 - RSSI 0214 - Noise 001 - Ping Number 5
- Channel 69 - RSSI 0443 - Noise 001 - Ping Number 6
- Channel 71 - RSSI 0254 - Noise 002 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0234 - Noise 003 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0195 - Noise 003 - Ping Number 2
- Channel 71 - RSSI 0206 - Noise 003 - Ping Number 3
- Channel 71 - RSSI 0231 - Noise 003 - Ping Number 4
- Channel 71 - RSSI 0219 - Noise 003 - Ping Number 5
- Channel 71 - RSSI 0208 - Noise 004 - Ping Number 6
- Channel 71 - RSSI 0144 - Noise 004 - Ping Number 7
- Channel 71 - ID 015 - Data 092
- Channel 71 - RSSI 0260 - Noise 004 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0275 - Noise 004 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0169 - Noise 004 - Ping Number 2
- Channel 69 - RSSI 0204 - Noise 002 - Ping Number 0
- Channel 69 - RSSI 0244 - Noise 003 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0240 - Noise 004 - Ping Number 3
- Channel 69 - RSSI 0381 - Noise 003 - Ping Number 2

- Channel 71 - RSSI 0316 - Noise 004 - Ping Number 4
- Channel 69 - RSSI 0377 - Noise 003 - Ping Number 3
- Channel 71 - RSSI 0257 - Noise 004 - Ping Number 5
- Channel 69 - RSSI 0287 - Noise 003 - Ping Number 4
- Channel 71 - RSSI 0273 - Noise 004 - Ping Number 6
- Channel 69 - RSSI 0348 - Noise 003 - Ping Number 5
- Channel 71 - RSSI 0257 - Noise 003 - Ping Number 7
- Channel 71 - ID 015 - Data 093
- Channel 69 - RSSI 0313 - Noise 003 - Ping Number 6
- Channel 69 - ID 003 - Data 000
- Channel 71 - RSSI 0244 - Noise 004 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0203 - Noise 004 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0238 - Noise 003 - Ping Number 2
- Channel 71 - RSSI 0177 - Noise 003 - Ping Number 3
- Channel 71 - RSSI 0230 - Noise 003 - Ping Number 4
- Channel 71 - RSSI 0288 - Noise 003 - Ping Number 5
- Channel 71 - RSSI 0209 - Noise 004 - Ping Number 6
- Channel 71 - RSSI 0334 - Noise 004 - Ping Number 7
- Channel 71 - ID 015 - Data 094
- Channel 71 - RSSI 0348 - Noise 004 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0242 - Noise 003 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0240 - Noise 003 - Ping Number 2
- Channel 69 - RSSI 0211 - Noise 001 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0243 - Noise 002 - Ping Number 3
- Channel 69 - RSSI 0302 - Noise 001 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0292 - Noise 002 - Ping Number 4
- Channel 69 - RSSI 0427 - Noise 001 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0373 - Noise 002 - Ping Number 5
- Channel 69 - RSSI 0389 - Noise 001 - Ping Number 2
- Channel 71 - RSSI 0203 - Noise 002 - Ping Number 6
- Channel 69 - RSSI 0287 - Noise 001 - Ping Number 3
- Channel 71 - RSSI 0205 - Noise 003 - Ping Number 7
- Channel 69 - RSSI 0204 - Noise 001 - Ping Number 4
- Channel 71 - ID 015 - Data 095
- Channel 71 - RSSI 0219 - Noise 003 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0270 - Noise 003 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0183 - Noise 004 - Ping Number 2
- Channel 71 - RSSI 0245 - Noise 004 - Ping Number 3
- Channel 71 - RSSI 0136 - Noise 004 - Ping Number 4
- Channel 71 - RSSI 0177 - Noise 004 - Ping Number 5
- Channel 71 - RSSI 0399 - Noise 004 - Ping Number 6
- Channel 71 - RSSI 0395 - Noise 003 - Ping Number 7
- Channel 71 - ID 015 - Data 096
- Channel 71 - RSSI 0257 - Noise 004 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0236 - Noise 004 - Ping Number 1

- Channel 71 - RSSI 0154 - Noise 004 - Ping Number 2
- Channel 69 - RSSI 0246 - Noise 001 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0171 - Noise 004 - Ping Number 3
- Channel 69 - RSSI 0158 - Noise 001 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0185 - Noise 003 - Ping Number 4
- Channel 69 - RSSI 0212 - Noise 001 - Ping Number 2
- Channel 71 - RSSI 0234 - Noise 003 - Ping Number 5
- Channel 69 - RSSI 0282 - Noise 001 - Ping Number 3
- Channel 71 - RSSI 0174 - Noise 002 - Ping Number 6
- Channel 71 - RSSI 0219 - Noise 002 - Ping Number 7
- Channel 71 - ID 015 - Data 097
- Channel 69 - RSSI 0301 - Noise 001 - Ping Number 0

Time Stamp: 1000005144

MEAN VALUES:

Channel 69 - Pings = 020 - meanRSSI = 0292 - meanNoise = 0002

Channel 71 - Pings = 049 - meanRSSI = 0241 - meanNoise = 0003

**Side 55 fra Flash-minnet:**

- Channel 63 - ID 015 - Data 017
- Channel 63 - RSSI 0227 - Noise 001 - Ping Number 0
- Channel 63 - RSSI 0113 - Noise 001 - Ping Number 1
- Channel 69 - RSSI 0378 - Noise 001 - Ping Number 0
- Channel 69 - RSSI 0332 - Noise 001 - Ping Number 1
- Channel 63 - RSSI 0135 - Noise 001 - Ping Number 0
- Channel 69 - RSSI 0405 - Noise 001 - Ping Number 2
- Channel 69 - RSSI 0365 - Noise 001 - Ping Number 3
- Channel 69 - RSSI 0383 - Noise 001 - Ping Number 4
- Channel 63 - RSSI 0161 - Noise 001 - Ping Number 0
- Channel 63 - RSSI 0208 - Noise 001 - Ping Number 1
- Channel 69 - RSSI 0290 - Noise 001 - Ping Number 5
- Channel 63 - RSSI 0249 - Noise 001 - Ping Number 0
- Channel 69 - RSSI 0287 - Noise 001 - Ping Number 6
- Channel 69 - ID 003 - Data 000
- Channel 63 - RSSI 0154 - Noise 001 - Ping Number 0
- Channel 63 - RSSI 0179 - Noise 001 - Ping Number 1
- Channel 63 - RSSI 0176 - Noise 001 - Ping Number 2
- Channel 63 - RSSI 0291 - Noise 001 - Ping Number 3
- Channel 63 - RSSI 0149 - Noise 001 - Ping Number 4
- Channel 63 - RSSI 0190 - Noise 001 - Ping Number 5

- Channel 63 - RSSI 0149 - Noise 001 - Ping Number 6
- Channel 63 - RSSI 0168 - Noise 001 - Ping Number 7
- Channel 63 - ID 015 - Data 019
- Channel 65 - RSSI 0140 - Noise 001 - Ping Number 0
- Channel 69 - RSSI 0330 - Noise 001 - Ping Number 0
- Channel 69 - RSSI 0272 - Noise 001 - Ping Number 1
- Channel 65 - RSSI 0146 - Noise 001 - Ping Number 0
- Channel 69 - RSSI 0284 - Noise 001 - Ping Number 2
- Channel 65 - RSSI 0208 - Noise 001 - Ping Number 1
- Channel 69 - RSSI 0272 - Noise 001 - Ping Number 3
- Channel 69 - RSSI 0289 - Noise 001 - Ping Number 4
- Channel 65 - RSSI 0194 - Noise 001 - Ping Number 2
- Channel 65 - RSSI 0168 - Noise 001 - Ping Number 3
- Channel 69 - RSSI 0251 - Noise 001 - Ping Number 5
- Channel 69 - RSSI 0230 - Noise 001 - Ping Number 6
- Channel 69 - ID 003 - Data 000
- Channel 65 - RSSI 0184 - Noise 001 - Ping Number 0
- Channel 65 - RSSI 0136 - Noise 001 - Ping Number 1
- Channel 65 - RSSI 0195 - Noise 001 - Ping Number 2
- Channel 65 - RSSI 0183 - Noise 001 - Ping Number 0
- Channel 65 - RSSI 0184 - Noise 001 - Ping Number 1
- Channel 65 - RSSI 0158 - Noise 001 - Ping Number 0
- Channel 65 - RSSI 0184 - Noise 001 - Ping Number 1
- Channel 65 - RSSI 0135 - Noise 001 - Ping Number 0
- Channel 65 - RSSI 0209 - Noise 001 - Ping Number 1
- Channel 69 - RSSI 0267 - Noise 001 - Ping Number 0
- Channel 65 - RSSI 0241 - Noise 001 - Ping Number 2
- Channel 69 - RSSI 0294 - Noise 001 - Ping Number 1
- Channel 69 - RSSI 0243 - Noise 001 - Ping Number 2
- Channel 65 - RSSI 0177 - Noise 001 - Ping Number 3
- Channel 65 - RSSI 0189 - Noise 001 - Ping Number 4
- Channel 69 - RSSI 0243 - Noise 001 - Ping Number 3
- Channel 69 - RSSI 0240 - Noise 001 - Ping Number 4
- Channel 65 - RSSI 0205 - Noise 001 - Ping Number 5
- Channel 69 - RSSI 0304 - Noise 001 - Ping Number 5
- Channel 65 - RSSI 0161 - Noise 001 - Ping Number 6
- Channel 69 - RSSI 0341 - Noise 001 - Ping Number 6
- Channel 65 - RSSI 0171 - Noise 001 - Ping Number 7
- Channel 69 - ID 003 - Data 000
- Channel 65 - ID 015 - Data 022



- Channel 65 - RSSI 0202 - Noise 001 - Ping Number 0
- Channel 65 - RSSI 0296 - Noise 001 - Ping Number 1
- Channel 65 - RSSI 0218 - Noise 001 - Ping Number 2
- Channel 65 - RSSI 0188 - Noise 001 - Ping Number 3
- Channel 65 - RSSI 0223 - Noise 001 - Ping Number 4
- Channel 65 - RSSI 0180 - Noise 001 - Ping Number 5
- Channel 65 - RSSI 0195 - Noise 001 - Ping Number 6
- Channel 65 - RSSI 0218 - Noise 001 - Ping Number 7
- Channel 65 - ID 015 - Data 023
- Channel 65 - RSSI 0185 - Noise 001 - Ping Number 0
- Channel 69 - RSSI 0176 - Noise 001 - Ping Number 0
- Channel 65 - RSSI 0195 - Noise 001 - Ping Number 1
- Channel 69 - RSSI 0256 - Noise 001 - Ping Number 1
- Channel 65 - RSSI 0174 - Noise 001 - Ping Number 2
- Channel 69 - RSSI 0233 - Noise 001 - Ping Number 2
- Channel 65 - RSSI 0139 - Noise 001 - Ping Number 3
- Channel 69 - RSSI 0260 - Noise 001 - Ping Number 3
- Time Stamp: 1000004740

MEAN VALUES:

Channel 63 - Pings = 014 - meanRSSI = 0182 - meanNoise = 0001

Channel 65 - Pings = 032 - meanRSSI = 0187 - meanNoise = 0001

Channel 69 - Pings = 025 - meanRSSI = 0289 - meanNoise = 0001

**Side 44 fra flashminnet:**

- Time Stamp: 1000003630
- Channel 71 - RSSI 0282 - Noise 003 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0225 - Noise 003 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0327 - Noise 003 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0251 - Noise 002 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0281 - Noise 002 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0217 - Noise 002 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0210 - Noise 003 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0199 - Noise 003 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0168 - Noise 003 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0209 - Noise 003 - Ping Number 2
- Channel 71 - RSSI 0309 - Noise 003 - Ping Number 3

- Channel 71 - RSSI 0341 - Noise 003 - Ping Number 4
- Channel 71 - RSSI 0287 - Noise 003 - Ping Number 5
- Channel 71 - RSSI 0224 - Noise 003 - Ping Number 6
- Channel 71 - RSSI 0208 - Noise 003 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0106 - Noise 003 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0281 - Noise 003 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0138 - Noise 003 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0217 - Noise 003 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0213 - Noise 003 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0259 - Noise 003 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0199 - Noise 003 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0183 - Noise 003 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0136 - Noise 002 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0252 - Noise 002 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0224 - Noise 002 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0182 - Noise 003 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0238 - Noise 003 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0281 - Noise 003 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0334 - Noise 003 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0146 - Noise 003 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0162 - Noise 003 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0182 - Noise 003 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0246 - Noise 003 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0176 - Noise 003 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0280 - Noise 002 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0109 - Noise 002 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0373 - Noise 002 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0233 - Noise 003 - Ping Number 2
- Channel 71 - RSSI 0167 - Noise 003 - Ping Number 3
- Channel 71 - RSSI 0253 - Noise 003 - Ping Number 4
- Channel 71 - RSSI 0159 - Noise 003 - Ping Number 5
- Channel 71 - RSSI 0131 - Noise 003 - Ping Number 6
- Channel 71 - RSSI 0199 - Noise 003 - Ping Number 7
- Channel 71 - RSSI 0264 - Noise 003 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0174 - Noise 003 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0280 - Noise 002 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0293 - Noise 002 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0335 - Noise 003 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0188 - Noise 003 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0203 - Noise 003 - Ping Number 0

- Channel 71 - RSSI 0345 - Noise 003 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0347 - Noise 003 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0139 - Noise 002 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0182 - Noise 002 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0191 - Noise 002 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0213 - Noise 002 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0137 - Noise 002 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0172 - Noise 002 - Ping Number 2
- Channel 71 - RSSI 0198 - Noise 003 - Ping Number 3
- Channel 71 - RSSI 0187 - Noise 003 - Ping Number 4
- Channel 71 - RSSI 0187 - Noise 003 - Ping Number 5
- Channel 71 - RSSI 0223 - Noise 003 - Ping Number 6
- Channel 71 - RSSI 0175 - Noise 003 - Ping Number 7
- Channel 71 - RSSI 0197 - Noise 003 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0158 - Noise 003 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0155 - Noise 003 - Ping Number 2
- Channel 71 - RSSI 0327 - Noise 003 - Ping Number 3
- Channel 71 - RSSI 0154 - Noise 003 - Ping Number 4
- Channel 71 - RSSI 0267 - Noise 003 - Ping Number 5
- Channel 71 - RSSI 0176 - Noise 003 - Ping Number 6
- Channel 71 - RSSI 0198 - Noise 003 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0346 - Noise 003 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0318 - Noise 002 - Ping Number 0
- Channel 71 - RSSI 0165 - Noise 002 - Ping Number 1
- Channel 71 - RSSI 0327 - Noise 002 - Ping Number 0
- Time Stamp: 1000003664

MEAN VALUES:

Channel 71 - Pings = 076 - meanRSSI = 0224 - meanNoise = 0003

## Referanser

- Aronov, B. (2009). Coupled vibration analysis of the thin-walled cylindrical piezoelectric ceramic transducers. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 125(2), 803-818.
- Aronov, B., Brown, D. A., & Bachand, C. L. (2007). Effects of coupled vibrations on the acoustical performance of underwater cylindrical shell transducers. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 122(6), 3419-3427.
- Aronov, B. S., Brown, D. A., & Regmi, S. (2006). Experimental investigation of coupled vibrations in piezoelectric cylindrical shells. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 120(3), 1374-1380.
- Au, W. W. L., & Hastings, M. C. (2009). *Principles of Marine Bioacoustics*. New York, NY: Springer-Verlag New York.
- Beaujean, P. P., Pajovic, M., Carlson, E., & Spruance, J. (2009, 26-29 Oct. 2009). *Frequency-hopped frequency division multiplexed signaling for underwater acoustic communications between 60 and 90 kHz in ports and very shallow waters*. Paper presentert på OCEANS 2009, MTS/IEEE Biloxi - Marine Technology for Our Future: Global and Local Challenges.
- Benson, B., Ying, L., Faunce, B., Domond, K., Kimball, D., Schurgers, C., & Kastner, R. (2010). Design of a Low-Cost Underwater Acoustic Modem. *Embedded Systems Letters, IEEE*, 2(3), 58-61. doi: 10.1109/LES.2010.2050191
- Bridget, B., & Ryan, K. (2012). Design of a Low-Cost Underwater Acoustic Modem *Optical, Acoustic, Magnetic, and Mechanical Sensor Technologies* (s. 175-210): CRC Press.
- Catipovic, J. A. (1990). Performance limitations in underwater acoustic telemetry. *Oceanic Engineering, IEEE Journal of*, 15(3), 205-216. doi: 10.1109/48.107149
- Ebenezer, D. D. (1996). Three-port parameters and equivalent circuit of radially polarized piezoelectric ceramic cylinders of finite length. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 99(5), 2908-2912.
- Ebenezer, D. D., & Sujatha, A. J. (1997). New methods to characterize radially polarized piezoelectric ceramic cylindrical shells of finite length. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 102(3), 1540-1548.
- Eriksson, L. J. (1971). On the Vibrations of a Thin Cylindrical Shell. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 49(5B), 1672-1673.
- Farshidianfar, A., Farshidianfar, M. H., Crocker, M. J., & Smith, W. O. (2011). Vibration analysis of long cylindrical shells using acoustical excitation. *Journal of Sound and Vibration*, 330(14), 3381-3399. doi: <http://dx.doi.org/10.1016/j.jsv.2011.02.002>
- Føre, M., Alfredsen, J. A., & Gronningsater, A. (2011). Development of two telemetry-based systems for monitoring the feeding behaviour of Atlantic salmon (*Salmo salar* L.) in aquaculture sea-cages. *Computers and Electronics in Agriculture*, 76(2), 240-251. doi: 10.1016/j.compag.2011.02.003
- Haskins, J. F., & Walsh, J. L. (1957). Vibrations of Ferroelectric Cylindrical Shells with Transverse Isotropy. I. Radially Polarized Case. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 29(6), 729-734.
- Hovem, J. (2010). *Marine Acoustics. The Physics of Sound in Underwater Environments*. Los Altos, Ca, USA: Peninsula Publishing
- Junger, M. C., & Rosato, F. J. (1954). The Propagation of Elastic Waves in Thin-Walled Cylindrical Shells. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 26(5), 709-713.

- Kilfoyle, D. B., & Baggeroer, A. B. (2000). The state of the art in underwater acoustic telemetry. *Oceanic Engineering, IEEE Journal of*, 25(1), 4-27. doi: 10.1109/48.820733
- Kinsler, L. E. (2000). *Fundamentals of acoustics*. New York: Wiley.
- Love, A. E. H. (1920). *A treatise on the mathematical theory of elasticity*. Cambridge: Cambridge Univ. Press.
- Mohus, I., & Holand, B. (1983). *Fish Telemetry Manual*: SINTEF. (Opptrykk.
- Onshus, T. (2011). *Instrumenteringssystemer* (B. 2011-1-X). Trondheim: Instituttet.
- Paganelli, R. P., Romani, A., Golfarelli, A., Magi, M., Sangiorgi, E., & Tartagni, M. (2010). Modeling and characterization of piezoelectric transducers by means of scattering parameters. Part I: Theory. *Sensors and Actuators A: Physical*, 160(1–2), 9-18. doi: <http://dx.doi.org/10.1016/j.sna.2010.03.006>
- Preisig, J. (2006). *Acoustic propagation considerations for underwater acoustic communications network development*. Paper presentert på Proceedings of the 1st ACM international workshop on Underwater networks, Los Angeles, CA, USA.
- Proakis, J. G., & Manolakis, D. G. (2007). *Digital signal processing* (4th. utg.). Upper Saddle River, N.J.: Pearson Prentice Hall.
- Sharapov, V. (2011). *Piezoceramic Sensors*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg.
- Sherman, C., & Butler, J. (2007). *Transducers and Arrays for Underwater Sound (Underwater Acoustics)*: Springer.
- Waanders, J. W. (1991). *Piezoelectric Ceramics. Properties and Applications*. Eindhoven, The Netherlands: N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken
- Woollett, R. S. (1966). Effective Coupling Factor of Single-Degree-of-Freedom Transducers. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 40(5), 1112-1123.