



Lydabsorpsjon ved hjelp av en sylindrisk absorbator i et
sylindrisk rør

av

Trond-Vidar Giskegjerde

Lars Olav Rysstad

Masteroppgave i IKT

Høgskolen i Agder

Grimstad, 30.05.2005

Sammendrag

Mange sitter daglig i lokaler med tildels støyende omgivelser. Dette kan i mange tilfeller føre til stress, som igjen i mange tilfeller fører til sykemeldinger og lavere effektivitet hos de ansatte. Dette kan videre føre til store økonomiske tap for bedriften.

I 2003 publiserte Arne Reitan artikkelen ”*Active absorption of sound by a cylindrical absorber in a cylindrical duct*” i Acta Acustica. Kristiansands firmaet Noise Control AS, ønsker å bruke den matematiske modellen beskrevet der, til å lage en innretning for å redusere akustisk støy. Vår oppgave har vært å lage styresystemet til et testoppsett, for å se om modellen fungerer i praksis.

Modellen til Arne Reitan er helt unik, ved at den beskriver hvordan vi kan redusere lydbølger ved hjelp av aktiv absorpsjon. Tidligere har det bare benyttet motlyd for å aktivt dempe lydbølger.

Vi har bevist at den matematiske modellen stemmer i praksis, både ved hjelp av sinusbølger og ved hjelp av båndbegrenset støy. Målinger som er gjort med sinusbølger viser potensialet til systemet. I et frekvensområde fra 100 Hz til 700 Hz, har vi gjort målinger der vi oppnår absorpsjon på over 20 dB.

Forord

Dette er masteroppgave for IKT ved Høgskolen i Agder. Oppgaven er skrevet for Kristiansands firmaet NoiseControl AS, og kontaktpersoner her har vært akustikeren Knut Øystein Lauvland og fysikkprofessor Arne Reitan. Interne veiledere for prosjektet har vært høskolelektor Ragnar Johnsen og høskolelektor Paul Bjørn Andersen.

Vi ønsker å takke våre veiledere og kontaktpersoner som alltid har tatt seg tid når problemene har oppstått. De har alltid kommet med gode ideer og vært store inspirasjonskilder.

Vi vil også takke overingeniør Odd Håberg for å ha vært behjelpelig med å skaffe diverse utstyr, og studieleder Stein Bergsmark for gode råd og konstruktiv kritikk til rapporten.

Kildekode og skjemaer er kun lagt på CD, men er ikke lagt ved rapporten, etter avtale med oppdragsgiver.

Grimstad 30.05.05

Trond-Vidar Giskegjerde

Lars Olav Rysstad

Innhold

1	Innledning.....	10
1.1	Mål med oppgaven	11
1.2	Problemstillingens betydning.....	12
1.3	Litteraturstudie	13
1.4	Testoppsettet.....	18
1.5	Oppgavedefinisjon.....	19
1.6	Bakgrunn for oppgaven.....	19
1.7	Terminologi.....	20
1.8	Rapportens struktur	20
2	Lydbølger i rør.....	21
2.1	Absorpsjon.....	21
2.2	Resonans.....	21
2.3	Refleksjon og standbølgeforhold.....	23
2.4	Impedanstilpassing	25
2.5	Nærfelt og fjernfelt målinger.....	26
3	Digital signalbehandling.....	27
3.1	Digitale signalprosessorer	27
3.1.1	Heltallsaritmetikk	27
3.1.2	Flyttallsaritmetikk	28
3.1.3	Sammenligning av heltalls- og flyttallsaritmetikk	29
3.1.4	Vår digitale signalprosessor	30
3.2	Grunnleggende filterstrukturer	31
3.2.1	Lavpassfilter	32
3.2.2	Høypassfilter	32
3.2.3	Båndpassfilter	33
3.2.4	Båndstoppfilter	33
3.2.5	Mer om båndstopp og båndpassfilter	34
3.3	Konvertering av signal	36
3.3.1	Analog / Digital konvertere.....	36
3.3.2	Digital / Analog konvertere.....	38
3.4	Digitale filter	39
3.4.1	Digitale versus analoge filter.....	39
3.4.2	FIR og IIR	41
3.5	Adaptive filter.....	52
4	Den matematiske modellen	54
5	Hjelpemidler.....	61
5.1	Utviklingsprogramvare.....	61
5.1.1	Code Composer Studio.....	61
5.1.2	MatLab	63
5.2	Testprogrammer	64
5.2.1	Frekvensresponsprogrammet.....	64
5.2.2	Modellutviklerprogrammet	65
5.2.3	Oscilloskopprogrammet	66
5.2.4	Støygeneratorprogrammet.....	67
5.3	Testkomponenter	68
5.3.1	Lydkortet M-audio FireWire solo	68

5.3.2	Målemikrofonene Behringer ECM8000.....	68
5.3.3	Mikrofonforsterkerne Behringer Tube Ultragain mic100.....	70
5.3.4	Behringer DEQ2496.....	70
5.3.5	Cambridge Audio A300	71
6	Systemet.....	72
6.1	Absorbator	73
6.2	Lineariseringskrets	74
6.2.1	Hvorfor trengs lineariseringskretsen?	74
6.2.2	Virkemåte til lineariseringskretsen.....	75
6.3	Programkoden	77
6.3.1	DSPLib	77
6.3.2	FIR filter koden	78
6.3.3	IIR filter koden	80
6.3.4	Sekvensdiagram.....	81
6.4	Beskrivelse av systemet.....	83
6.5	Transferfunksjon for å erstatte målemikrofonen	89
6.6	Stående bølger	91
6.7	Adaptivt system.....	92
6.7.1	Hvordan få systemet adaptivt.....	92
6.7.2	Akustisk avstand i et adaptivt system.....	93
6.7.3	Adaptive filtre i systemet	94
7	Verifisering av hjelpemidler.....	97
7.1	Verifisering av modellutviklerprogrammet.....	97
7.2	Målemikrofonene Behringer ECM8000.....	98
7.3	Lydkortet M-audio FireWire solo	98
7.4	Mikrofonforsterkerne Behringer Tube Ultragain mic100.....	98
7.5	Behringer DEQ2496.....	99
7.6	Cambridge Audio A300	99
7.7	Verifisering av lineariseringskretsene	100
8	Resultater.....	102
8.1	Den akustiske avstand i absorbatoren	102
8.1.1	Akustisk avstand ut fra minimum, metode 1.....	103
8.1.2	Akustisk avstand ut fra maksimum, metode 2	105
8.2	Refleksjoner fra absorbatoren	107
8.3	Lydbølger fra absorbator mot støykilde	108
8.4	Reduksjon av akustisk støy med bruk av mikrofon	109
8.5	Reduksjon av støy uten bruk av mikrofon.....	110
8.5.1	Støyreduksjon uten bruk av mikrofon, med impedanstilpass.....	110
8.5.2	Støyreduksjon uten bruk av mikrofon og impedanstilpassing	113
8.5.3	Målinger uten mikrofon, med sinusbølger og impedanstilpass...	114
8.5.4	Målinger uten mikrofon, med sinusbølger, uten impedanstilpass	115
8.6	Den totale transferfunksjonen til systemet	116
9	Drøfting	118
9.1	Den akustiske avstand i absorbatoren	118
9.1.1	Akustisk avstand ut fra minimum, metode 1.....	118
9.1.2	Akustisk avstand ut fra maksimum, metode 2	119
9.2	Refleksjoner fra absorbatoren	120
9.3	Lydbølger fra absorbator mot støykilde	122
9.4	Reduksjon av støy med bruk av mikrofon.....	123
9.5	Reduksjon av støy uten bruk av mikrofon.....	125

9.5.1	Støyreduksjon uten bruk av mikrofon, med impedanstilpass.....	125
9.5.2	Støyreduksjon uten bruk av mikrofon og impedanstilpassning ..	127
9.5.3	Målinger uten mikrofon, med sinus og impedanstilpassing.....	128
9.5.4	Målinger uten mikrofon, med sinus, uten impedanstilpassing....	129
9.6	Den totale transferfunksjonen til systemet	130
9.7	Betraktninger omkring nærfeltmålinger	131
9.8	Problemet med å benytte sinusbølger i målingene.....	132
10	Konklusjon	133
11	Referanser.....	134
11.1	Artikler	134
11.2	Rapporter	134
11.3	Bøker	135
11.4	Internett	136

Figurliste

Figur 1 Testoppsett.....	10
Figur 2 Mulige omgivelser for absorbatoren.....	12
Figur 3 Motfaseprinsippet.....	14
Figur 4 Eksempel på passiv støy absorpsjon.....	15
Figur 5 Testoppsett.....	18
Figur 6 Styreenhet.....	18
Figur 7 Refleksjon i et rør.....	24
Figur 8 Stående bølge.....	24
Figur 9 Nærfeltsmåling på absorbatoren.....	26
Figur 10 DSP kort.....	30
Figur 11 Filterområder.....	31
Figur 12 Lavpassfilter.....	32
Figur 13 Høypassfilter.....	32
Figur 14 Båndpassfilter.....	33
Figur 15 Båndstoppfilter/Notchfilter.....	33
Figur 16 Lavpassfilter sammen med høypassfilter.....	34
Figur 17 Lavpass- og høypassfilter.....	35
Figur 18 Båndpass- og båndstoppfilter.....	35
Figur 19 Sampling.....	36
Figur 20 Kvantiseringsstøy.....	37
Figur 21 D/A-konvertert signal.....	38
Figur 22 Analoge filter versus digitale filter.....	40
Figur 23 Strukturen til et FIR filter.....	42
Figur 24 Strukturen til et IIR filter.....	44
Figur 25 Poler og nullpunkt i det komplekse plan.....	46
Figur 26 Et enkelt FIR lavpassfilter.....	47
Figur 27 FIR lavpassfilter.....	48
Figur 28 Et enkelt IIR filter.....	49
Figur 29 IIR lavpassfilter.....	49
Figur 30 IIR høypassfilter.....	50
Figur 31 Enkelt lavpassfilter med 8000 Hz samplingsfrekvens.....	50
Figur 32 Poler og nullpunkt for lavpassfilteret.....	51
Figur 33 AFIR filter som etterligner et ønsket signal.....	52
Figur 34 AFIR som etterligner en ukjent transferfunksjon.....	53
Figur 35 AFIR som etterligner den inverse til en ukjent transferfunksjon.....	53
Figur 36 Filterstruktur.....	55
Figur 37 Stemplene betraktet som punktkilder.....	56
Figur 38 Refleksjonsområder.....	57
Figur 39 Transferfunksjonen H_{p0M}	60
Figur 40 Transferfunksjonen H_{V1M} og H_{V2M}	60
Figur 41 Transferfunksjonen H_{MV1} og H_{MV2}	60
Figur 42 Transferfunksjonen H_{MV}	60
Figur 43 Skjerm bilde fra Code Composer Studio.....	62
Figur 44 Skjerm bilde fra MatLab.....	63
Figur 45 Frekvensresponsprogrammet.....	64

Figur 46 Modellutviklerprogrammet.....	65
Figur 47 Oscilloskopprogrammet.....	66
Figur 48 Generatorprogrammet.....	67
Figur 49 M-audio FireWire solo	68
Figur 50 Behringer ECM8000.....	68
Figur 51 Frekvenskurven til Behringer ECM8000.....	69
Figur 52 Opptakskurven til Behringer ECM8000.....	69
Figur 53 Behringer tube ultragain mic100	70
Figur 54 Behringer DEQ2496	70
Figur 55 Cambridge Audio A300.....	71
Figur 56 Testoppsett.....	72
Figur 57 Styreenhet	72
Figur 58 Absorbator	73
Figur 59 Blokkskjema av lineariseringskrets	75
Figur 60 Bilde av lineariseringskrets.....	76
Figur 61 FIR filter koden.....	79
Figur 62 IIR filter koden	80
Figur 63 Sekvensdiagram, del 1	81
Figur 64 Sekvensdiagram, del 2	82
Figur 65 Sekvensdiagram, del 3	82
Figur 66 Systemoversikt.....	83
Figur 67 Realisert frekvens- og faserespons til lavpassfilteret.....	84
Figur 68 Poler og nullpunktdiagram til lavpassfilteret.....	84
Figur 69 Realisert frekvens- og faserespons til H_{p0M}	85
Figur 70 Poler og nullpunktdiagram til H_{p0M}	85
Figur 71 Realisert frekvens- og faserespons til H_{V1M}	85
Figur 72 Poler og nullpunktdiagram til H_{V1M}	86
Figur 73 Realisert frekvens- og faserespons til H_{MV1}	87
Figur 74 Poler og nullpunktdiagram til H_{MV1}	87
Figur 75 Realisert frekvens- og faserespons til H_{MV2}	87
Figur 76 Poler og nullpunktdiagram til H_{MV2}	88
Figur 77 Realisert frekvens- og faseresp. til tr.funk. fra støykilde til mikrofon ...	89
Figur 78 Poler og nullpunktdiagram til transferfunk. fra støykilde til mikrofon ..	89
Figur 79 Måleoppstilling for å finne tr.funk. fra støygenerator til mikrofon	90
Figur 80 Impedanstilpassningen til røret.....	91
Figur 81 Adaptiv måling av akustisk avstand 1	93
Figur 82 Adaptiv måling av akustisk avstand 2	93
Figur 83 Oversikt over filtrene i systemet.....	94
Figur 84 Mikrofonplasseringer for å finne retningen til støyen	95
Figur 85 Høyttalerelement 1 tilkopleet lineariseringskrets, høyttaler 2 frakopleet	100
Figur 86 Både høyttalerelement 1 og 2 tilkopleet lineariseringskretser	100
Figur 87 Akustisk avstand måling etter metode 1	103
Figur 88 Måleoppstilling for måling av akustisk avstand etter metode 1	104
Figur 89 Måleoppstilling for måling av akustisk avstand etter metode 2	105
Figur 90 Målt H_{p0M}	107
Figur 91 Målt lyd fra støykilde, og målt lyd fra både støykilde og absorbator...	108
Figur 92 Måleoppstilling med bruk av mikrofon for å detektere støy	109

Figur 93 Støyreduksjon med mikrofon, uten impedanstilpassing.....	109
Figur 94 Måleoppstilling 1, med bruk av transferfunksjon, og to mikrofoner....	110
Figur 95 Resultat med bruk av transferfunksjon og to mikrofoner.....	111
Figur 96 Måleoppstilling 2, med bruk av transferfunksjon, og en mikrofon	111
Figur 97 Støyreduksjon, uten bruk av mikrofon, men med impedanstilpassing.	112
Figur 98 Støyreduksjon, uten bruk av mikrofon og impedanstilpassing.....	113
Figur 99 Resultatet etter sinus måling med impedanstilpassing	114
Figur 100 Resultatet etter sinus måling uten impedanstilpassing	115
Figur 101 Måleoppstilling for systemets transferfunksjon, høyttalerelement 1..	116
Figur 102 Frekvensresp. til systemets transferfunksjon, målt på høyttaler 1.....	117
Figur 103 Faseresponsen til systemets transferfunksjon, målt på høyttaler 1.....	117
Figur 104 Målt H_{p0M}	120
Figur 105 Den teoretiske H_{p0M}	120
Figur 106 Målt lyd fra støykilde, og målt lyd fra både støykilde og absorlator.	122
Figur 107 Støyreduksjon med mikrofon, uten impedanstilpassing.....	123
Figur 108 Eliminere refleksjoner ved hjelp av to mikrofoner.....	124
Figur 109 Resultat med bruk av transferfunksjon og to mikrofoner.....	125
Figur 110 Støyreduksjon, uten bruk av mikrofon, men med impedanstilpassing	126
Figur 111 Støyreduksjon, uten bruk av mikrofon og impedanstilpassing.....	127
Figur 112 Resultatet etter sinus måling med impedanstilpassing	128
Figur 113 Resultatet etter sinus måling uten impedanstilpassing	129
Figur 114 Frekvensresp. til systemets transferfunksjon, målt på høyttaler 1.....	130
Figur 115 Faseresponsen til systemets transferfunksjon, målt på høyttaler 1.....	130
Figur 116 Sinusbølger målt i oscilloskopprogrammet	132

Tabelloversikt

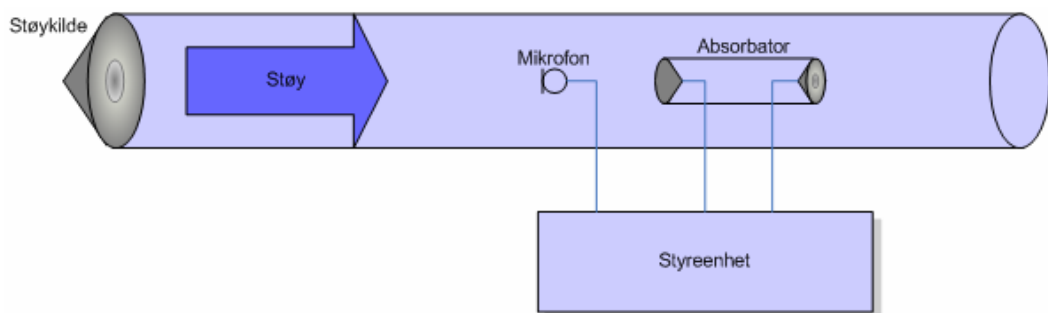
Tabell 1 Sammenligning av heltalls- og flyttalsprosessorer	29
Tabell 2 Analoge filter versus digitale filter	39
Tabell 3 Sammenligning av FIR og IIR filter	44
Tabell 4 Akustisk avstand etter metode 1	104
Tabell 5 Akustisk avstand etter metode 2	106
Tabell 6 Resultat fra akustisk avstandsmåling etter metode 1	118
Tabell 7 Resultat fra akustisk avstandsmåling etter metode 2	119

1 Innledning

Arne Reitan har utledet en matematisk modell som kan brukes som grunnlag for å lage en innretning til å absorbere lydbølger. NoiseControl AS ønsker å ta i bruk denne innretningen for å redusere støy. I første omgang er det ønskelig å redusere støy fra ventilasjonsanlegg. NoiseControl AS ønsker å få testet den matematiske modellen i praksis ved hjelp av et testoppsett med en absorbator plassert i et rør.

Oppgaven vår går ut på å lage et styresystem til testoppsettet. Vi skal ta utgangspunkt i den matematiske modellen og ut i fra denne designe digitale filter som vi skal implementere i en digital signalprosessor (DSP), og dokumentere virkningen til systemet.

Figur 1 viser testoppsettet som består av rør med støykilde, mikrofon og absorbator.



Figur 1 Testoppsett

Støykilden er plassert til venstre i det største røret og simulerer for eksempel viften i et ventilasjonsanlegg. Absorbatoren er plassert til høyre på figuren og må sentreres i røret for at lydbølgene skal kunne strømme forbi like mye på alle kanter og for at absorbatoren skal reflektere likt i alle retninger. Absorbatoren består av et lite rør med en høyttaler i hver ende.

Det finnes alternative metoder for å absorbere støy, men de er i mange tilfeller ikke gode nok. Eksempel på dette er ulike isolasjonsmaterialer som passivt

demper støy, men felles for disse passive materialene er at de demper alle typer lydbølger, til og med de som er ønsket.

Etter omfattende søk på Internett, ser vi at det er mange produsenter som reklamerer med aktiv støyabsorpsjon, men de bruker statiske materialer for å dempe støy på en passiv måte. Aktiv absorbering består i at en sensor av en eller annen type måler omgivelsene og ut fra målingene gir styresignaler til en absorbatorenhet. Absorbatoren endrer karakteristikk etter påtrykket den mottar. For aktiv dempning er det kun kansellering av lydbølger som er benyttet. Selv om denne metoden er mye brukt, har den klare begrensninger ved at det oppstår noen soner der lydbølgene er i motfase og andre soner der de er i fase. I tilfeller der lydbølgene er i fase vil det oppstå forsterkning av støyen.

Deler av teorien som Arne Reitan benytter er tidligere brukt på vannbølger, der vi har sett at man kan absorbere overflatebølger på vann, noe som er gjort i forbindelse med bølgekraftverk. Vannbølger og lydbølger oppfører seg i mange tilfeller svært likt, derfor har man stor tro på at den matematiske modellen også fungerer i praksis for lydbølger.

1.1 Mål med oppgaven

Hensikten med å lage en absorlator er å redusere støy i første omgang fra ventilasjonsanlegg, slik at arbeidsmiljøet kan bli forbedret for mange arbeidstakere. Målet med denne oppgaven er å få verifisert virkningen til et slikt system. Etter hvert vil det kanskje være ønskelig å kunne utvide bruksområdet.

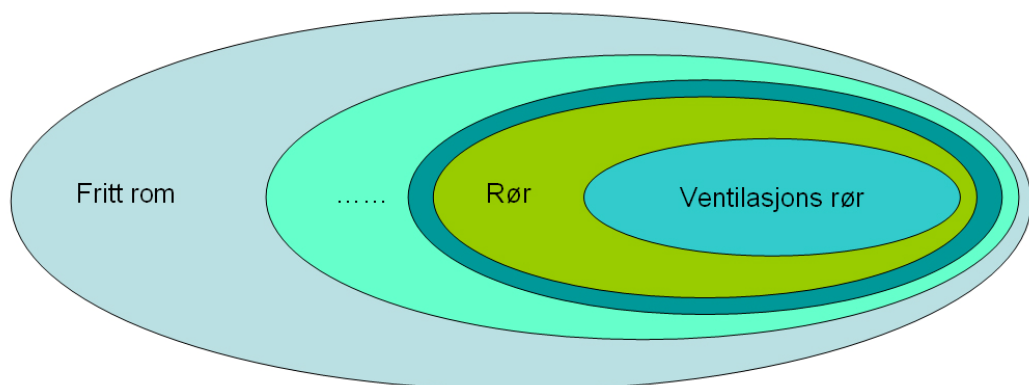
Det er først og fremst støy i frekvensområdet 0 Hz til 2 kHz som det er interessant å få redusert ved hjelp av aktiv absorpsjon. Frekvensene over dette er forholdsvis enkelt å få redusert ved å bruke passiv absorpsjon.

1.2 Problemstillingens betydning

Mange sitter daglig i lokaler med tildels støyende omgivelser. Dette kan i mange tilfeller føre til stress, som igjen i mange tilfeller fører til sykemeldinger og lavere effektivitet hos de ansatte. Dette kan videre føre til store økonomiske tap for bedriften.

Dersom støyen reduseres til et akseptabelt nivå, vil de ansatte føle at arbeidsforholdene blir forbedret, dermed vil også arbeidsinnsatsen stige samtidig som den totale trivselen vil øke.

NoiseControl AS har antydnet at 1 % av markedsandelen kan bety en omsetning på cirka 30 millioner kroner, bare i Norden. Dette er bare ved reduksjon av støy i ventilasjonssystemer, i tillegg kommer andre bruksområder til systemet.



Figur 2 Mulige omgivelser for absorbatoren

Hvis resultatene fra prosjektet er tilfredsstillende, kan det være ønskelig å se nærmere på andre miljøer for å absorbere støy. Det er mulig at man prøver med andre typer rør, og ser på hvordan systemet best mulig kan redusere støy.

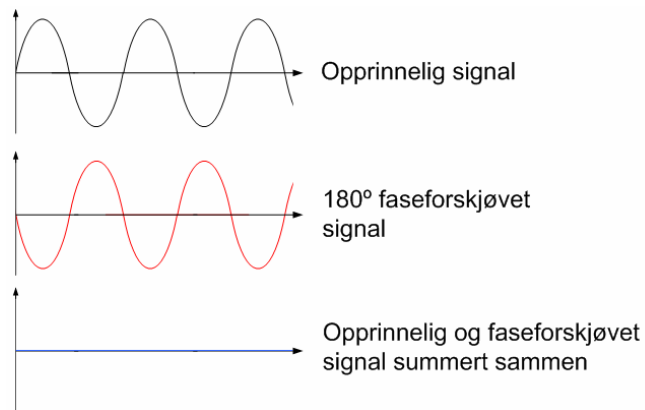
NoiseControl AS ser for seg at man på lengre sikt kan montere mange små absorbatører i vinduspersiennner for å redusere for eksempel veistøy. Det kan gi uante muligheter og bruksområder for absorbatoren.

1.3 Litteraturstudie

Aktiv absorpsjon av lyd er noe som er relativt nytt, det er derfor vanskelig å finne informasjon om dette temaet utover det Arne Reitan hos NoiseControl AS har skrevet artikkel om, og ellers det vi har fått av informasjon fra våre veiledere. Vi har likevel funnet god del litteratur som er relatert til reduksjon av lyd og absorpsjon av bølger generelt.

Først vil vi gi en definisjon av akustisk støy. Akustisk støy er lydbølger innenfor det hørbare området som ikke er ønsket, men er lydbølger på samme måte som all annen lyd. Mer teknisk definerer vi her støy som akustiske signaler med tilfeldige frekvenskomponenter og varierende amplitude uten noe form for mønster. I de prinsippene vi tar for oss nedenfor er det snakk om reduksjon av lydbølger.

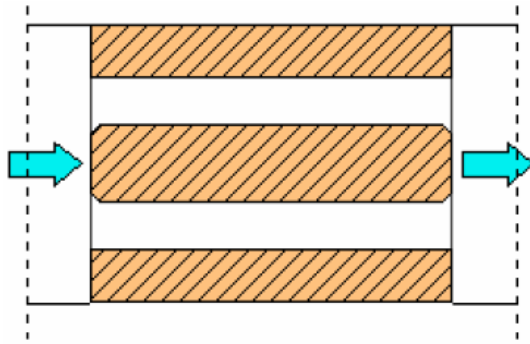
I løpet av de siste hundre årene har det blitt presentert en del metoder å redusere støy på, både passive og aktive. I 1934 tok P. Lueg [5] patent på kansellering av lyd, eller motfase som det også kalles. Han hadde utviklet en matematisk modell som beskrev hvordan dette fungerte ved at man forskjøv fasen på det opprinnelige signalet med 180 grader slik at det totale signalet bestående av det opprinnelige og det faseforskjøvne ble lik null (figur 3). I dag er det ofte dette en tenker på når en snakker om aktiv dempning av støy. Teknologien er svært utbredt og har mange bruksområder. Et eksempel er H. J. M. Steeneken og J. Verhave som i artikkelen ”*Digitally controlled Active Noise Reduction with integrated Speech Communication*” [19] beskriver hvordan motfaseprinsippet kan brukes til å fjerne støy i intercomsystemer og hvordan dette brukes i aktive hørselsvern.



Figur 3 Motfaseprinsippet

Selv om dette prinsippet er bra og enkelt å implementere, har det også en del svakheter. Den største svakheten er at det forutsettes at høyttalerne som brukes er identiske, lineære og sprer likt i alle retninger, noe som i praksis er umulig å få til. Dette fører til at en kan oppleve at støy blir forsterket til det dobbelte i stedet for at den blir kansellert. Dette betyr at en kan stå et sted der dette fungerer nær 100 % og det er helt stille, deretter flytte seg litt til siden og høre dobbelt så mye støy i forhold til den støyen som ville vært der om et slikt system ikke var i bruk.

Absorpsjon av lyd skiller seg fra dette med at det i stedet for å kansellere lyd, suger til seg lyden. Det finnes flere måter å absorbere lyd på, og den enkleste er å bruke matter i porøst materiale. Dette blir da en passiv måte å absorbere lyden på, og vil fungere best for å redusere de høye frekvensene. Søker man på Internett og i litteraturl databaser etter absorpsjon, vil en få opp flere hundre sider der det er presentert ulike materialer som absorberer lyd og løsninger på hvordan en kan bruke disse materialene for å gi et best mulig resultat. Figur 4 er hentet fra [18] og viser et eksempel der en legger absorberende materialer inn i et ventilasjonsrør slik at støyenergien vil bli omgjort til varme. Tykkelsen og mengden av absorpsjonsmaterialet beregnes ut i fra hvilken frekvens som er den mest dominerende i støyen.



Figur 4 Eksempel på passiv støy absorpsjon der energien fra støyen blir tatt opp i dempingsmaterialet (skravert felt)

Slike løsninger blir aldri ideelle, siden de vil ta opp mye plass inne i et rør, samler støv og bremser opp den friske luften som en ønsker å få inn.

Det vi skal se på er aktiv absorpsjon av lydbølger. Også søk etter aktiv absorpsjon gir oss flere hundre resultater, men bruken av ordet aktiv kan være litt feil i mange tilfeller. Ved nærmere undersøkelser viser det seg at det er stort sett dreier seg om passiv absorpsjon som blir brukt på en aktiv måte. Et eksempel på dette er doktorgradsavhandlingen til S. Zimmerman som tar for seg temaet "*Control Performance of Active Absorbers in Enclosed, Harmonic Sound Fields*" [17]. Det går ut på å bruke passiv absorpsjon aktivt for å endre det akustiske lydbildet i et rom. Han har plassert absorbatorene på gulvet i rommet i et gitt mønster, og videre gjort undersøkelser på hvordan disse virker inn på det totale lydbildet alt etter om det er en eller flere absorbatorer som er i bruk. I frekvensområdet fra 0 til 130 Hz som han har tatt for seg, viser undersøkelsen at det er vanskelig å få noe demping spesielt i de lave frekvensene, men at rundt 100 Hz kan oppnå en demping på omtrent 5 dB ved bruk av en absorbator, og at dempingen øker til cirka 10 dB ved bruk av 9 absorbatorer. Hva slags absorbatorer han har brukt kommer egentlig litt dårlig frem, men det er snakk om et porøst materiale med relativt god absorpsjonsevne.

Definisjonen av aktiv absorpsjon av lydbølger er at en har en enhet som måler lydbølgene i omgivelsene, og på grunnlag av det styrer en absorbator slik at en får absorpsjon. Vi tar utgangspunkt i A. Reitans artikkel "*Active absorption of sound by a cylindrical absorber in a cylindrical duct*" publisert i *Acta Acustica* i 2003 [1]. Denne artikkelen beskriver en matematisk modell for absorpsjon av lyd i et

sylindrisk rør. Absorbatoren som han har beskrevet, består av to stempler som står i et mindre sylindrisk rør og blir satt i bevegelse som er gitt av den matematiske teorien på en slik måte at det dannes et sug. I praksis vil de to stemplene være to høyttalere. Matematikken beskriver altså hvordan styringen av de to høyttalerne, heretter kalt absorbatoren, må foregå for at vi skal få et sug.

Selv om det med sug kan virke som et utrolig fenomen, er det likevel ikke tatt rett ut av løse luften. ”*A resonant point absorber of ocean-wave power*” skrevet av K. Budal og J. Falnes (1975) [2], beskriver hvordan vi kan absorbere vannbølger, og hente ut energi. Lydbølger har mange likhetstrekk med vannbølger, og det er herifra Arne Reitan har hentet ideen til dette med absorpsjon av lydbølger og støy.

Det finnes i dag et system som kalles Digisonix som er utviklet for å dempe støy fra ventilasjonsanlegg og lignende. Dette systemet bygger hovedsakelig på motfaseprinsippet, men har i tillegg en fellesnevner med A. Reitans modell, nemlig tilbakekopling for å trekke i fra de lydbølgene som blir generert. På den måten får de redusert støy med over 10 dB i området fra 80 til 160 Hz. Dette verifiserer at tilbakekoplingen i seg selv er en viktig del av modellen for å få optimal støyreduksjon.

Den ene av våre veiledere, Paul Bjørn Andersen, har gjort en del forenklinger av A. Reitans modell ved å bruke antenneteori med elektromagnetiske bølger i stedet for lydbølger. Det viser seg at mottakerantennener kan ha den egenskapen med at radiobølger blir trekt mot antennen, på samme måte som en absorbator trekker til seg lydbølger. Dette har han ikke publisert noen artikkel om, men er beskrevet i forprosjektsrapporten Paul Bjørn Andersen, Ragnar Johnsen og Øyvind Simonsen utarbeidet høsten 2003 [6].

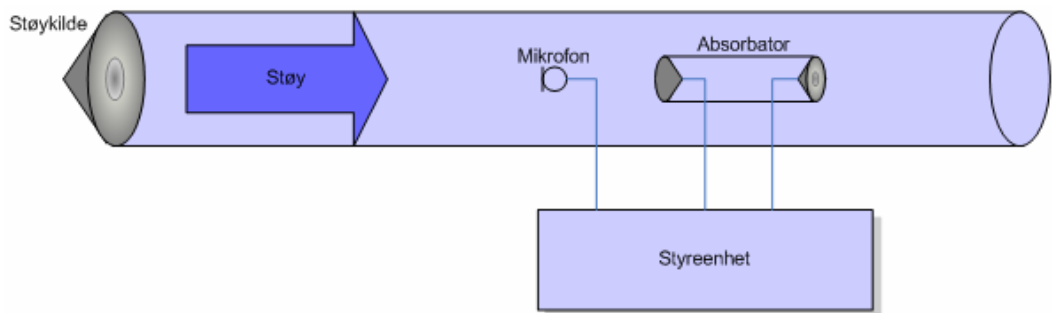
Vi har som nevnt tidligere hatt problemer med å finne noe som tilsvarer absorpsjon brukt på en slik måte som A. Reitan beskriver i sin modell. I forbindelse med en patentsøkingsprosess som NoiseControl AS har forfattet, har heller ikke de funnet noe som i nærheten av det de jobber med å få til. Selv om det er slik, vil vi likevel tro at dette er et viktig problemområde, men at det av en eller

annen grunn har blitt forsømt. Det er også en mulighet for at det finnes løsninger som er tilsvarende, men at også de fortsatt er i startfasen og må holde samme lave profil som NoiseControl AS.

Det er tidligere forsøkt å implementere den matematiske modellen til Arne Reitan. Det var en gang på slutten av 80-tallet der det ble benyttet tradisjonelle analoge filter i stedet for digital signalbehandling. Resultatet de fikk var at de kunne se at modellen virket, men de fikk kun absorbert støyen i et veldig begrenset frekvensområde. Over og under dette området ble støyen forsterket i stedet for dempet. Det man vet i dag er at en slik oppgave er lettere å løse med digital signalbehandling enn med analog signalbehandling, som raskt blir veldig komplisert, ustabil og kostbart.

1.4 Testoppsettet

Hele testoppsettet er vist i figur 5 bestående av et rør med lengden 2 m og diameter på 19 cm, med en støykilde plassert i den ene enden, mikrofon og absorlator inne i røret, og en styringsenhet stående utenfor røret. For å kunne flytte mikrofonen er det lagd flere hull i røret, der mikrofonen settes ned i det ønskede hullet for å få den ønskede posisjonen. Absorbatoren står på to støtter slik at absorbatoren blir sentrert i røret, disse støttene glir bra på rørets glatte overflate og man kan dermed lett flytte på absorbatoren inne i røret.

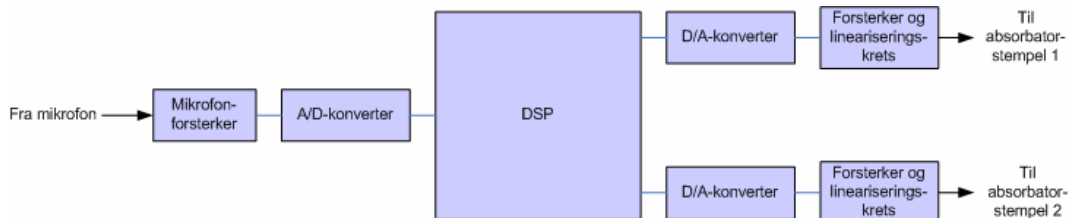


Figur 5 Testoppsett

Absorbatoren består som sagt av to høyttalere plassert i et mindre rør. Dette røret er cirka 9 cm langt og 8 cm i diameter.

Figur 6 viser en skisse over hvilke komponenter som utgjør styreenheten.

Nærmere beskrivelse av gis i kapittel 6.



Figur 6 Styreenhet

1.5 Oppgavedefinisjon

Oppgaven bygger på Arne Reitans artikkel "*Active Absorption of Sound by a Cylindrical Absorber in a Cylindrical Duct*", som er publisert i *Acta Acustica united with Acustica*, vol. 89 (2003), pp. 666-673. Det er her utført en beregning som viser hvordan støy i et sylindrisk rør (for eksempel en ventilasjonskanal) kan absorberes ved hjelp av en sylindrisk lydabsorbator ustyrt med en oscillerende membran i hver ende. Absorbatoren virker i et begrenset frekvensområde, som i teorien bare er bestemt av systemets geometri.

Oppgaven går ut på å benytte en digital signalprosessor til å lage et styresystem for et testoppsett med en absorbator plassert i et rør.

I utgangspunktet kan styresystemet være statisk med parametere gitt av det matematiske grunnlaget og fysiske dimensjoner i testutrustningen.

Virkingen til absorbatoren skal dokumenteres med målinger og systemets begrensninger bør diskuteres.

Det er ønskelig at modellen også analyseres med tanke på å gjøre systemet adaptivt.

1.6 Bakgrunn for oppgaven

Vi har valgt denne oppgaven fordi den er svært interessant, selv om fagområdet kanskje ligger litt utenfor vår fordypning. Oppgaven dekker flere temaer og gjør at vi kan fordype oss i mange områder. Vi synes også at det er spennende å se om det er mulig å redusere støy, og for oss blir dette en stor inspirasjonskilde fordi vi har fått muligheten til å være med i fra begynnelsen av prosjektet.

1.7 Terminologi

I rapporten finnes det en del engelske faguttrykk som ikke er oversatt til norsk. Dette fordi mye av litteraturen innenfor vårt fagområde er skrevet på engelsk, og at det ikke alltid finnes noen standardisert oversettelse til norsk. Selv om noen oversettelser finnes, er ikke det alltid de er så godt innarbeidet og vanlig å bruke. Vi har derfor funnet det mer naturlig å beholde noen av de engelske faguttrykkene, slik at det ikke skal oppstå missforståelser for hva vi egentlig mener. Eksempel på dette er ordet *samplingsfrekvens*, som kan oversettes til det norske ordet *punktprøvefrekvens*.

1.8 Rapportens struktur

I kapittel 2 og 3, tar vi for oss en del teori knyttet til prosjektets fagområde. I kapittel 4 har vi gått inn i den matematiske modellen [1], og trekt ut det som er vesentlig for vår oppgave. I kapittel 5 har vi beskrevet alle hjelpemidlene vi har brukt. I kapittel 6 og 7 har vi skrevet om arbeidet vi har gjort. I kapittel 8 er resultatene presentert, og i kapittel 9 har vi drøftet disse. I kapittel 10 har vi trekt noen konklusjoner ut av de resultatene vi har fått, og i kapittel 11 har vi oversikt over referansene vi har brukt.

2 Lydbølger i rør

For å kunne forstå hva oppgaven vår går ut på, kreves det at en har en viss forståelse for lydbølger generelt.

2.1 Absorpsjon

Absorpsjon skiller seg fra motlyd ved at en absorberende absorberer lydbølgene og dissiperer de til varme, i stedet for å kansellere lydbølgene. Som nevnt tidligere vil motlyd si å sende lydbølger i motsatt fase, i eksakt retning mot lydkilden, slik at summen av lydbølgene blir lik 0.

2.2 Resonans

Resonansfrekvensen til et system er den frekvensen som får systemet til å svinge med, uten påvirkning utenfra. I et firkantet rør vil vi ha resonans når bølgelengden er lik rørets bredde og høyde. Har vi et rør med en bredde på 19 cm, kan vi finne resonansfrekvensen på følgende måte:

$$\lambda = D, \quad D = 19 \text{ cm}$$

$f = \frac{c}{\lambda}$, der λ er bølgelengden, c er lydhastigheten og f er frekvensen.

Med innsatte verdier blir dette: $f = \frac{c}{\lambda} = \frac{331 \text{ m/s}}{0,19 \text{ m}} = 1742 \text{ Hz}$.

Er røret derimot rundt, finner en resonansfrekvensen på en annen måte:

$f = \frac{x}{\pi} \cdot \frac{c}{D}$, der x er den første positive roten til en Besselfunksjon.

I følge [1] er $x = 3,83$. Har vi et rør med $D = 19$ cm, er rørets resonansfrekvens:

$$f = \frac{xc}{\pi D} = \frac{3,83 \cdot 331 \text{ m/s}}{\pi \cdot 0,19 \text{ m}} = 2124 \text{ Hz}.$$

Denne resonansfrekvensen ligger langt over frekvensområdet vi ønsker å jobbe med, slik at det vil ikke påvirke vårt system.

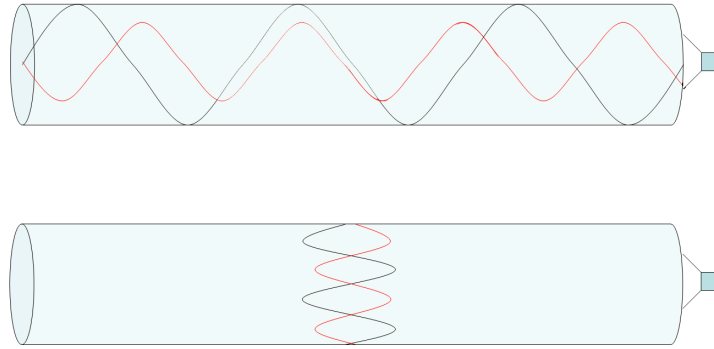
2.3 Refleksjon og standbølgeforhold

I praksis er refleksjoner umulig å unngå, men en kan gjøre tiltak for å få redusert dem til et minimum. I et rom med harde og glatte vegger vil en få relativt mye refleksjon. Er veggene derimot dekket med myke og porøse matter vil de absorbere energien i lydbølgene og gjør den om til varme. Hvor godt de vil absorbere avhenger i stor grad av tykkelsen. Ved høye frekvenser skal det ikke så mye til for å absorbere energien, men ved lavere frekvenser trengs det atskillig tykkere matter.

I et rom med parallelle vegger vil en i tillegg til vanlig refleksjon, kunne få noe en kaller stående bølger. Dette er bølger som blir reflektert tilbake i nøyaktig samme retning som de er utsendt. Slike bølger kalles stående bølger fordi de vil på en måte vil oppleves som å stå stille og bli reflektert frem og tilbake mellom samme sted.

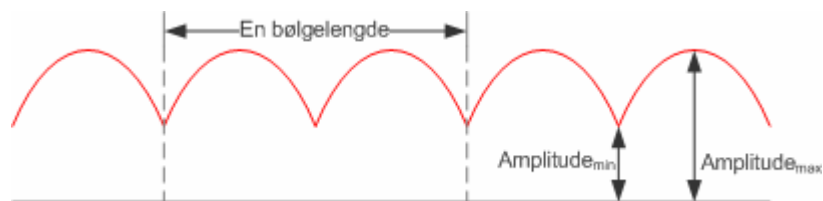
I et rør vil overgangen fra rør til åpent rom oppleves som en vegg [12]. Derfor vil en ved å sende inn en lydbølge i den ene enden, få en stående bølge mellom den andre enden av røret og den enden lydbølgen ble sendt inn i.

I figuren under har vi prøvd å illustrere dette. Den svarte bølgen er den opprinnelige, og den røde er reflektert. I virkeligheten er det mange refleksjoner frem og tilbake mellom to punkter, men vi har valgt å bare ta med den første reflekterte. Vi ser at i noen posisjoner vil bølgene møtes i fase, noen posisjoner i motfase og i noen posisjoner noe i mellom. Vi ser også at det reflekterte signalet ikke nødvendigvis har like stor amplitude som det opprinnelige. Som vi ser i den nederste figuren, kan en også få stående bølger som er vertikale, men innenfor vårt frekvensområde vil ikke dette være noe problem siden bølgelengden er større enn diameteren på røret.



Figur 7 Refleksjon i et rør

Når vi summerer alle de reflekterte bølgene med den bølgen som sendes ut nå og ennå ikke har blitt reflektert, vil dette danne en bølge som vist i figur 8.



Figur 8 Stående bølge

Forholdet mellom den høyeste amplituden og den laveste kalles for standbølgeforholdet.

$$SWR = \frac{Amplitude_{max}}{Amplitude_{min}}, \text{ } SWR \text{ står for Standing Wave Ratio.}$$

Ved 100 % refleksjon vil vi få et standbølgeforhold som er uendelig, mens for en bølge som ikke blir reflektert vil standbølgeforholdet være 1.

Når lydbølgene i røret blir slik som i figur 8, forstår vi at det blir umulig å gjøre fornuftige målinger med en mikrofon. Minimum og maksimum amplitude endrer seg alt etter frekvensen, slik at det er umulig å sammenligne målinger med hverandre. Det ideelle hadde vært om røret var uendelig langt og uten refleksjon, men siden dette er vanskelig å få til i praksis, må vi få røret til å se ut som det er uendelig langt. Vi snakker med andre ord om impedanstilpassing. Teorien på dette området er hovedsakelig hentet fra [12] og [14].

2.4 Impedanstillpassing

Et tomt rør med åpne ender kan sammenlignes med en transmisjonslinje uten terminering. Påtrykker vi et signal på den ene enden av linjen, kan vi hente dette ut hvor som helst på linjen. Vi kan for eksempel hente ut signalet fra midten av kabelen. Gjør vi dette uten å sette på en tilpasset endemotstand i enden av kabelen som blir liggende åpen, vil signalet bli reflektert og ødelegge det signalet vi ønsker å hente ut (avhenger selvsagt av signalstyrke og lengde på den åpne sløyfen). Tilsvarende gjelder også for et rør. Monterer vi en høyttaler i den ene enden og lar den andre enden være åpen, vil det vi måler med en mikrofon i røret bli forstyrret av refleksjon i form av stående bølger. Vi ønsker å måle signalet fra høyttaleren uten det reflekterte signalet. Derfor monteres en akustisk motstand, som absorberer lyden, på andre enden av røret. Teorien på dette området er hovedsakelig hentet fra [12] og [14].

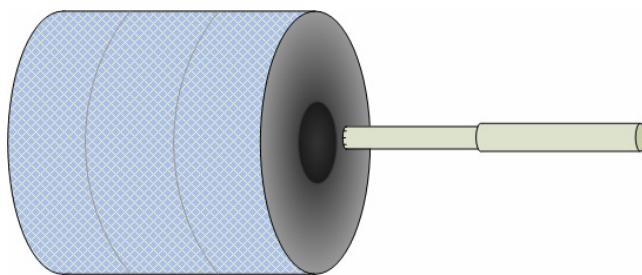
2.5 Nærfelt og fjernfelt målinger

Ved bruk av mikrofon til å måle lydtrykket fra en høyttaler må man hovedsakelig skille mellom to ulike målemetoder, nærfeltsmålinger og fjernfeltsmåling.

Nærfeltsmåling brukes for å unngå at refleksjonskomponenter skal påvirke målingene, både når det gjelder amplitude og fase.

Et høyttalerelement har sitt nærfelt fra membranen til noen få centimeter foran. I dette feltet kan en ikke se på høyttaleren som en punktkilde. For å kunne det må vi over til fjernfeltet som befinner seg et stykke utenfor nærfeltet. En kan for så vidt kalle alt utenfor nærfeltet for fjernfelt, men det vi snakker om her er det fjernfeltet der det er mulig å foreta fornuftige målinger. Definisjonen er noe vag når det gjelder størrelsene på feltene. Dette er fordi det er avhengig av blant annet frekvensen, dimensjonen på elementet, hvilken type element vi har og miljøet rundt. Teorien på dette området er hovedsakelig hentet fra [12].

Når en foretar nærfeltsmålinger bør en sette mikrofonen helt innerst på membranen så nær som mulig, men samtidig så langt i fra at membranen ikke berører mikrofonen ved maksimalt utslag.



Figur 9 Nærfeltsmåling på absorbatoren

3 Digital signalbehandling

Digital signalbehandling har i flere år gjort store fremskritt og erstatter analog signalbehandling mer og mer. Bruksområdene er mange, og noen eksempler er mobiltelefoner, datamaskiner, digitale kameraer og mp3-spillere.

3.1 Digitale signalprosessorer

Signalbehandlingen blir utført i en digital signalprosessor (DSP). DSPer kan benytte seg enten av heltalls- eller flyttallsaritmetikk, selv om prosessoren er den samme.

3.1.1 Heltallsaritmetikk

Heltallsaritmetikk er kanskje ikke det beste norske ordet vi kan bruke for å oversette fixed-point arithmetic. Dette fordi at en da tenker på tall som er beskrevet med heltallsaritmetikk er hele tall, men i denne sammenhengen betyr det at vi har et fast antall siffer bak komma. Deler av beskrivelsen her er hentet fra [16].

Heltallsprosessorer representerer et tall med et fast antall desimaler etter komma.

For eksempel et heltall med fire siffer etter komma kan brukes til å lagre tall som:

- 1,3456
- 12345,6789
- 0,1000

Den vil derfor runde av tall som:

- 1,03016213 til 1,0302
- 0,0000786 til 0,0001
- 0,1234567 til 0,1235

Heltallsprosessorer brukes ofte der man har kontroll over tallverdiområdet som benyttes. Hastigheten til en heltallsprosessor blir oppgitt til å være et antall MIPS. MIPS står for millioner instruksjoner per sekund.

3.1.2 Flyttallsaritmetikk

Kodesystemet i flyttallsprosessorer er litt mer innviklet enn det er for heltallsprosessorer. Ideen er at det benyttes potens notasjon, der et desimaltall er multiplisert med en eksponent. For eksempel $2,34 \cdot 2^5$, der 2,34 er desimaltallet og 5 er eksponenten. Svært små og svært store tall lar seg lett representere ved bruk av denne notasjonen. Deler av beskrivelsen her er hentet fra [16].

Flyttallsaritmetikk er en digital representasjon av et tall i en delmengde av rasjonale tall, og er ofte brukt til å avrunde reelle tall i en prosessor.

En flyttals verdi kan beskrives ved hjelp av to tall, d og n , slik at $f = d \cdot 2^n$, der d er desimaltall og n er eksponenten. Ved å beskrive tall på denne måten, får vi et stort verdiområde.

Hastigheten til en heltallsprosessor blir oppgitt til å være et antall MFLOPS. MFLOPS står for millioner flyttals operasjoner per sekund.

3.1.3 Sammenligning av heltalls- og flyttallsaritmetikk

Svært få programmerings språk har støtte for heltallsaritmetikk, dette fordi flyttallsaritmetikk er for de fleste applikasjoner hurtig nok og nøyaktig nok. Flyttallsrepresentering er mer fleksibel enn heltallsrepresentasjonen, siden flyttallsaritmetikken kan beskrive et større tallverdiområde. Flyttallsaritmetikk er også noe lettere å programmere, siden utvikleren ikke trenger å spesifisere antall siffer etter komma.

Tabellen under er hentet fra [10].

Tabell 1 Sammenligning av heltalls- og flyttallsprosessorer

<i>Heltallsprosessorer</i>	<i>Flyttallsprosessorer</i>
16 eller 24 bit Begrenset dynamisk området	32 bit Stort dynamisk område
Overflyt og kvantisering feil må tas hensyn til	Lettere å programmere siden skalering ikke er på krevd
Dårligere C kompilatorer, ofte programmert i assembly	Bedre C-kompilatorer, kan utvikle programmer i C
Lang utviklings tid	Kortere utviklingstid
Raskere klokke hastighet	Lavere klokke hastighet
Lavere kost	Høyere kost
Lavere strømforbruk	Høyere strømforbruk

De fleste flyttallsrepresentasjoner i prosessorer benytter to-tallsystemet, som ikke kan eksakt representere rasjonale tall som lett beskrives med ti-tallsystemet. For eksempel

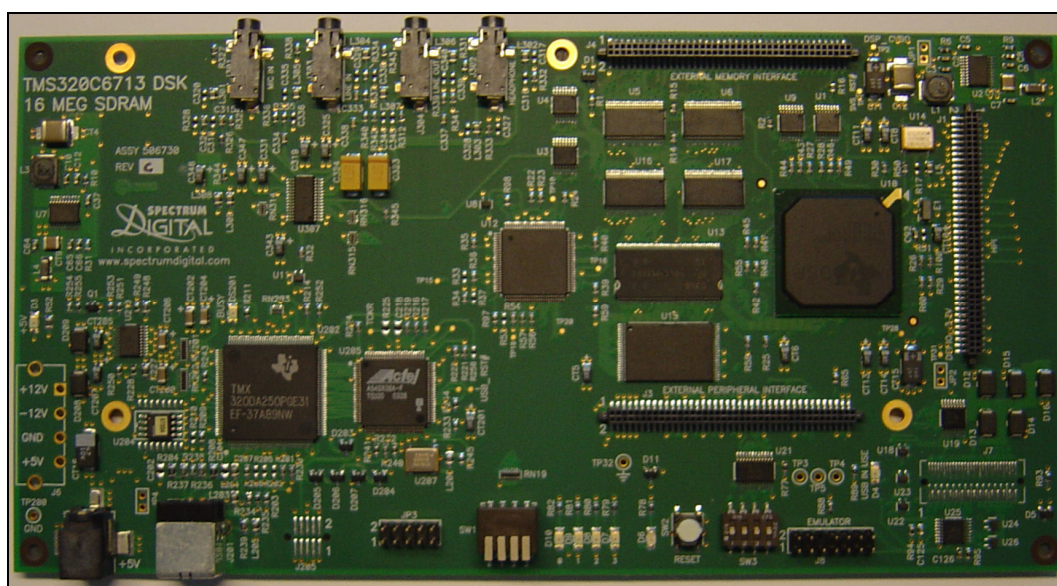
$$\frac{1}{10} \text{ og } \frac{1}{100}$$

kan bare beskrives tilnærmet i to-tallsystemet ved hjelp av flyttallsaritmetikk, mens tallene kan beskrives eksakt ved hjelp av heltallsaritmetikk.

Så lenge som den numeriske verdien bare benytter det tallet med siffer etter komma, kan heltallsaritmetikken eksakt representere alle verdier opp til dens maksimums verdi som er bestemt av antall bit i representasjonen.

3.1.4 Vår digitale signalprocessor

I prosjektet har vi benyttet en TMS320C6713GDP DSP. Selve prosessoren er laget av Texas Instruments, mens settet leveres av Spectrum Digital. Prosessoren opererer på 225 MHz, og utfører opptil 1350 MFLOPS eller 1800 MIPS, og opptil 450 MMASC (million multiply accumulate operations per second).



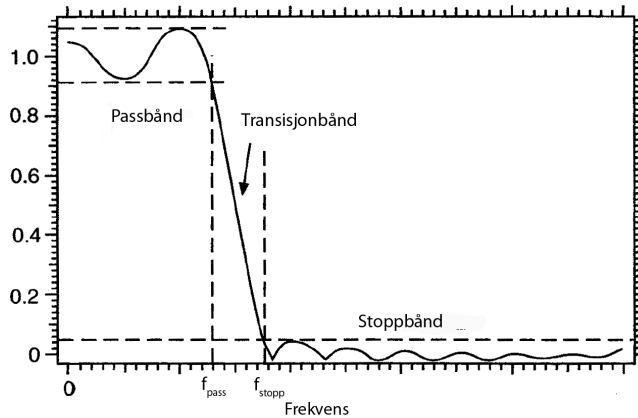
Figur 10 DSP kort

Kortet har to A/D-konverterere og to D/A-konverterere innebygd. I tillegg kan den bygges ut med periferienheter hvis det skulle være behov for det. Kortet koples til PCen via USB-porten.

Valg av DSP kort er gjort av Ragnar Johnsen og Paul Bjørn Andersen i samarbeid med Noise Control AS. Vi vil derfor ikke gå noe nærmere inn på hvorfor nettopp dette kortet er valgt.

3.2 Grunnleggende filterstrukturer

Et filter består av tre områder, et passbånd, et transisjonsbånd og et stoppbånd. Passbåndet er frekvensområdet som slipper gjennom filteret, stoppbåndet er frekvensområdet som blir dempet, og transisjonsbåndet er området der en går fra passbånd til stoppbånd. Transisjonsbåndet starter ved grensefrekvensen, der signalet er dempet 3 dB, og det er ønskelig at transisjonsbåndet er så smalt som mulig. Det er også ønskelig med minst mulig rippel i passbåndet, og god demping i stoppbåndet.

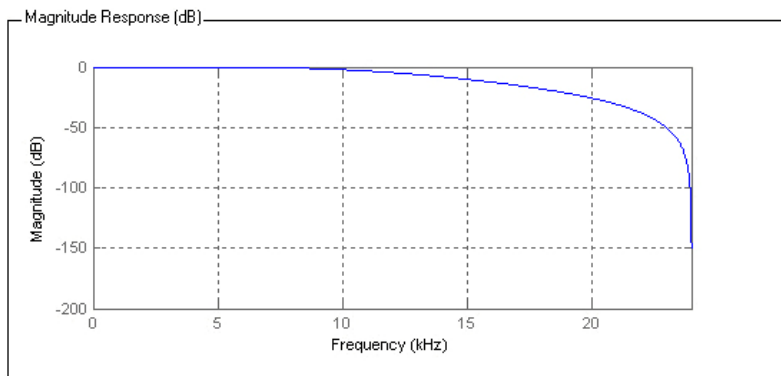


Figur 11 Filterområder

Figuren over er hentet fra [13], og viser hvor vi finner disse områdene i et lavpassfilter.

3.2.1 Lavpassfilter

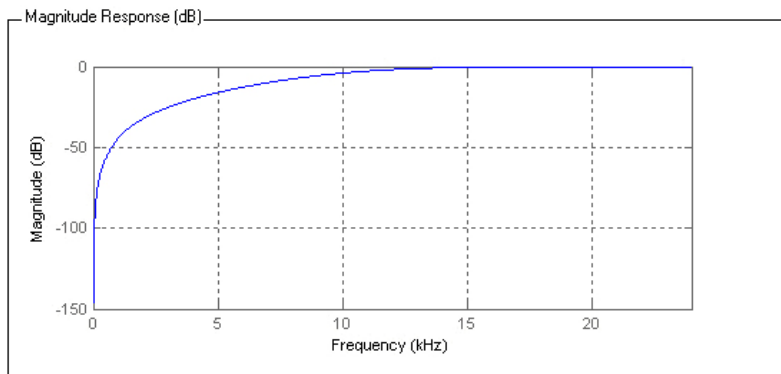
Et lavpassfilter har karakteristikk som vist på figuren. Det er som navnet tilsier at lave frekvenser slipper gjennom. Ved å se på kurven kan vi si at det er et filter av lav orden, dette på grunn av at kurven synker slakt ved stigende frekvens. Dersom filteret var av en høyere orden ville vi fått en brattere kurve med stigende frekvens.



Figur 12 Lavpassfilter

3.2.2 Høypassfilter

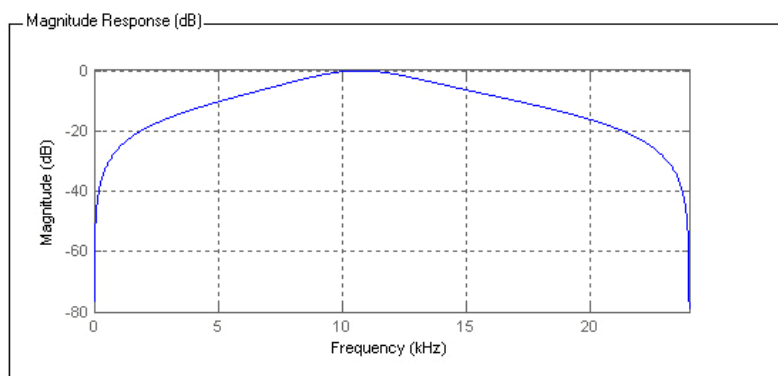
Et høypassfilter virker motsatt av et lavpassfilter. Høye frekvenser slippes igjennom, mens de lave blir dempet. Som vi ser på figuren er dette også et filter av lavere orden.



Figur 13 Høypassfilter

3.2.3 Båndpassfilter

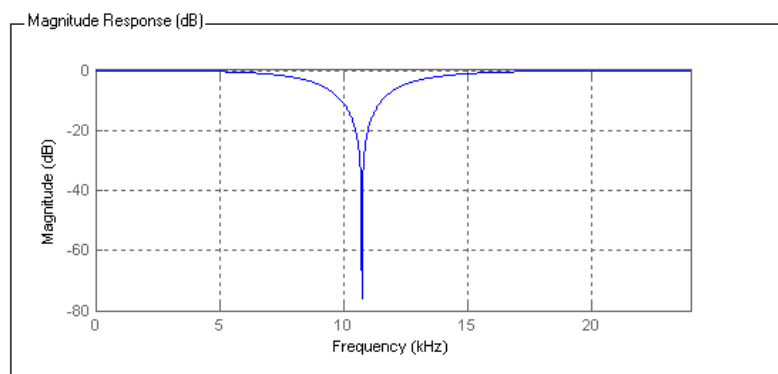
Et båndpassfilter slipper gjennom et visst område av frekvensbåndet. Det som er over og under dette området vil bli dempet. Som figuren under viser, dempes frekvensene mer etter hvert som man kommer lenger bort fra frekvensområdet som slippes gjennom.



Figur 14 Båndpassfilter

3.2.4 Båndstoppfilter

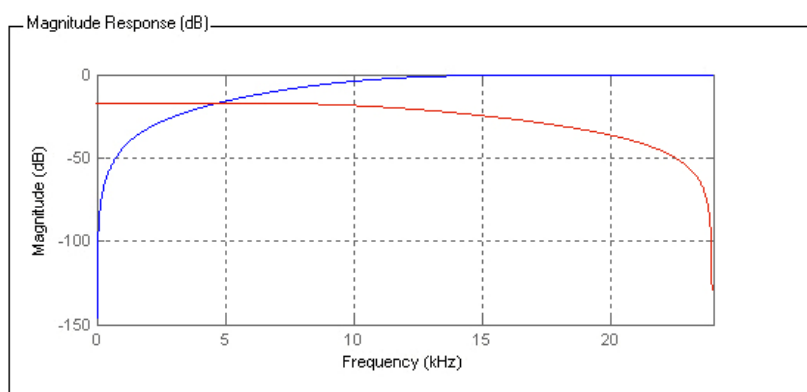
Et båndstoppfilter fungerer motsatt av et båndpassfilter. I denne typen filter slippes alle frekvenser gjennom utenom båndstopp området. Hvis stoppområdet er en bestemt frekvens slik som på dette bildet, kalles filteret for et notchfilter.



Figur 15 Båndstoppfilter/Notchfilter

3.2.5 Mer om båndstopp og båndpassfilter

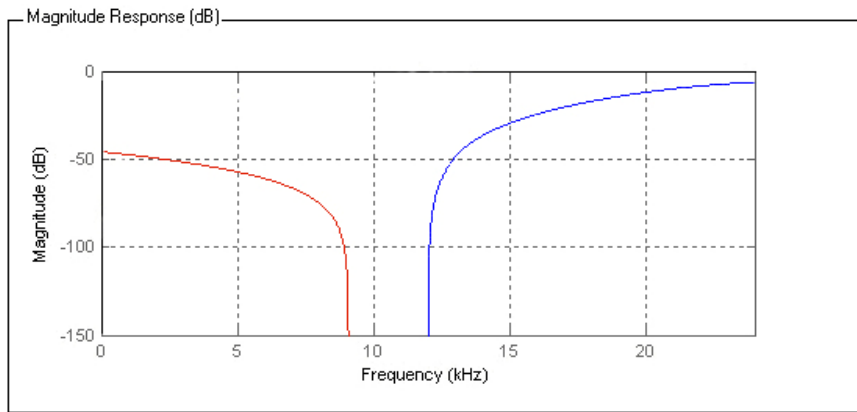
Båndpass og båndstoppfilter kan bygges ved å kombinere lavpassfilter og høypassfilter. Båndpassfilter bygges opp med et lavpassfilter og høypassfilter i en kaskadekobling. Lavpassfilteret filtrerer bort frekvensene som er over det ønskede frekvensområdet, mens høypassfilteret filtrerer bort frekvensene under det dette området. Det vi står igjen med da er et filter som kun slipper gjennom det ønskede frekvensområdet. For at dette skal virke, er det en forutsetning at det er en viss overlapping av frekvensområdene lavpassfilteret og høypassfilteret slipper gjennom.



Figur 16 Lavpassfilter sammen med høypassfilter

Den røde kurven tilhører lavpassfilteret og den blå tilhører høypassfilteret. Resultatet med disse filtrene blir en kurve som følger den blå ved de laveste frekvensene opp til ca 4 500 Hz der den blå kurven krysser den røde. Ved frekvenser høyere enn dette vil resultat kurven følge den røde kurven.

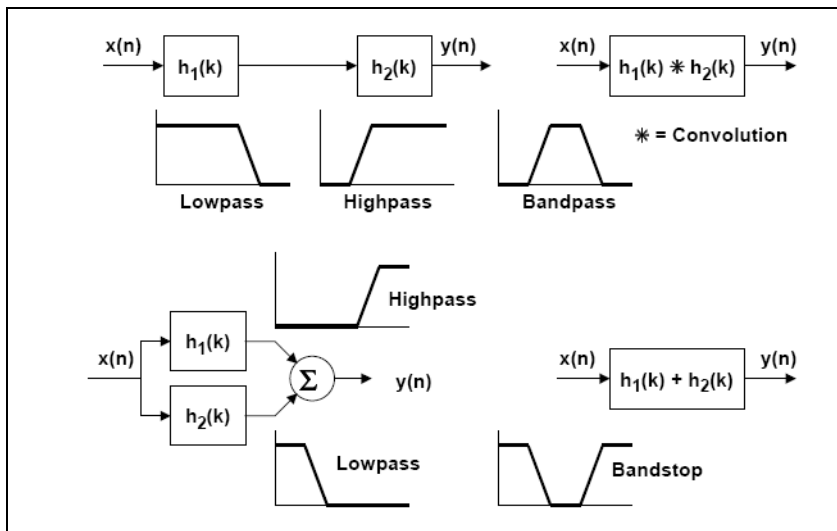
Båndstoppfilter lages ved å sette lavpassfilteret i parallell med høypassfilteret. Resultatet av de to filtrene får vi da ved å summere de individuelle resultatene.



Figur 17 Lavpass- og høypassfilter

Den røde kurven tilhører lavpassfilteret og den blå tilhører høypassfilteret.

Figuren under viser oppbyggingen av båndpass- og båndstoppfilter.

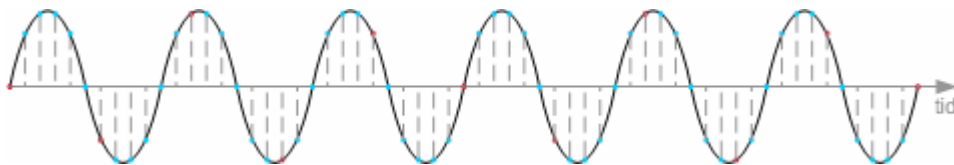


Figur 18 Båndpass- og båndstoppfilter [8]

3.3 Konvertering av signal

3.3.1 Analog / Digital konvertere

For å konverter et analogt signal til et digitalt signal, bruker vi en analog til digital omformer (A/D-konverter). En A/D-konverter tar prøver, eller sampels, der den registrerer amplituden til det analoge signalet, og gir det en tall verdi. Hvor tett disse prøvene blir tatt, avhenger av samplingsfrekvensen. Jo høyere samplingsfrekvensen er, jo mer nøyaktig blir det omformede signalet. På figuren under representerer de røde prikkene en lav samplingsfrekvens, mens de blå prikkene representerer en høyere samplingsfrekvens.



Figur 19 Sampling

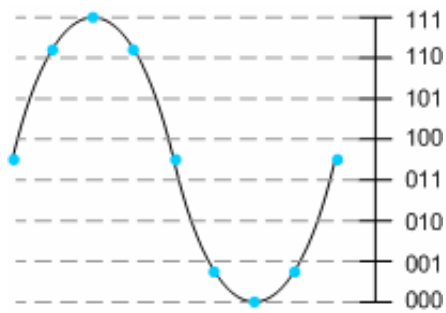
Vi ser at ved bruke den røde samplingsfrekvensen klarer vi ikke å beskrive det analoge signalet fullt ut. Dette ser vi om vi trekker en strek mellom hvert sampel. En bør da få en mest mulig lik kurve som original signalet for at det skal være akseptabelt. Den blå samplingsfrekvensen ser vi gir et mye bedre bilde av original signalet, selv om det i praktisk bruk bør være enda tettere for å unngå kvalitetstap. Her kommer Shannons samplingsteorem inn i bildet. Shannon sier at for å kunne beskrive et analogt signal, må en bruke en samplingsfrekvens som er dobbelt så høy som den høyeste frekvensen en ønsker å beskrive. Det vil si at hvis den høyeste frekvensen vi har i signalet vårt er 1 000 Hz, må samplingsfrekvensen være minst:

$$f_s \geq 2f$$

$$f_s \geq 2 \cdot 1000 \text{ Hz} \Rightarrow f_s \geq 2000 \text{ Hz}.$$

I tillegg til samplingsfrekvensen, er også antall bit en beskriver hvert sampel med avgjørende for kvaliteten på det omformede signalet. Ved konvertering beskrives hvert sampel med et endelig antall bit. På figuren under bruker vi 3 bit for å

beskrive det analoge signalet. De blå prikkene er sampele som er tatt av det analoge signalet, og det er her tydelig at vi ved å bruke 3 bit ikke klarer å beskrive det analoge signalet godt nok. Vi ser at det første sampelet ligger midt mellom 011 og 100. Alt etter hva som er definert på forhånd vil verdien til dette sampelet bli rundet av og beskrevet digitalt enten som 011 eller 100.

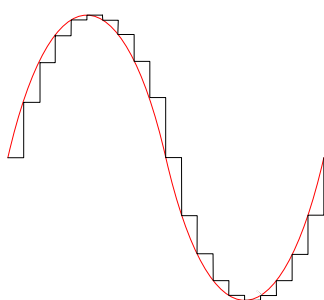


Figur 20 Kvantiseringsstøy

Denne avrundingsfeilen kalles kvantiseringsfeil, eller kvantiseringsstøy. For å gjøre denne feilen så liten som mulig, bør A/D-konverteren kunne beskrive samplene med mange bit.

3.3.2 Digital / Analog konvertere

En digital til analog omformer (D/A-konverter) er det motsatte av en A/D-konverter ved at den lager analoge signal ut fra digitale signal. Digitale verdier blir omgjort til analoge spenninger. Dette fører til at en får et tildels ”firkantet” signal, alt etter hvor mange bit og sampler det er beskrevet med. Det røde signalet i figuren under viser det opprinnelige analoge signalet, mens det svarte er et signal som har blitt digitalisert, for så å bli omgjort til analogt igjen.



Figur 21 D/A-konvertert signal

Etter konverteringen vil det være hensiktsmessig å glatte ut signalet. Eventuelle feil i det digitale signalet kan rettes opp ved å interpolere signalet. Interpolering går ut på at et sampel blir sammenlignet med nabosamplene, og omgjort til et gjennomsnitt av disse, hvis den er betydelig ulik nabosamplene.

3.4 Digitale filter

Et digitalt filter er et elektronisk filter som utfører matematiske operasjoner på et digitalt signal [16].

Samplingsfrekvens og kvantiseringsfeil er noe som må tas hensyn til i de digitale filterne også. De er med på å bestemme oppløsning og presisjon, og dette med tilstrekkelig antall bit er veldig viktig for å ha med nok desimaler i utregninger slik at en får minst mulig avrundingsfeil.

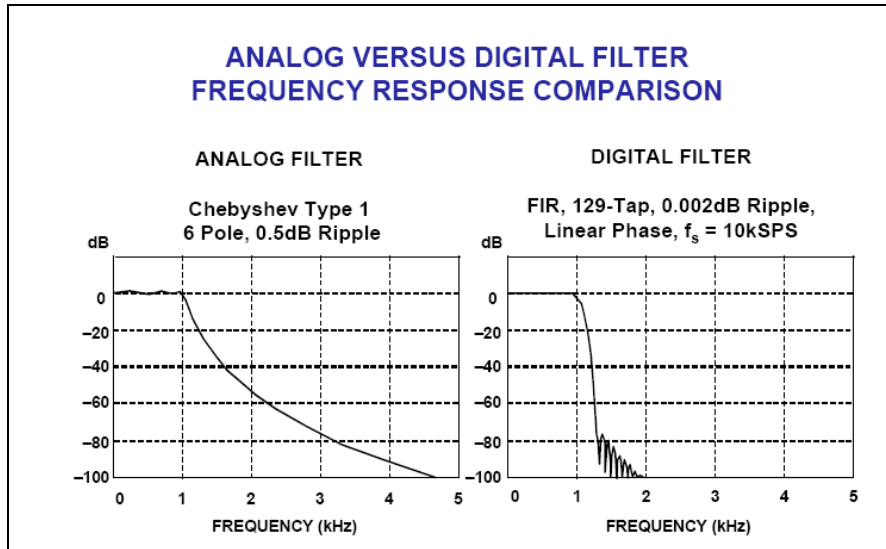
3.4.1 Digitale versus analoge filter

Det er tidligere forsøkt å gjennomføre dette prosjektet ved hjelp av analoge filter. Ulempen med analoge filter er at de kan lett bli omfattende og ustabile. I tabellen under som er hentet fra [8], ser vi at de digitale filterne har mange fordeler fremfor de analoge, og at digitale filter rett og slett er en nødvendighet for vår oppgave..

Tabell 2 Analoge filter versus digitale filter

<i>Digitale filter</i>	<i>Analoge filter</i>
Høy presisjon	Lavere presisjon, avhengig av komponentene
Kan ha lineær fase (gjelder for symmetriske FIR filter)	Ikke lineær fase
Ikke påvirket av avvik i komponentene	Påvirket av avvik i komponentene
Fleksible, mulighet for adaptive filter	Vanskelig å lage adaptive filter
Lett å simulere og designe	Vanskelig å simulere og designe
Krever A/D, D/A og DSP som er tilpasset oppgaven	Ikke behov for A/D, D/A eller DSP
Prosesseringen må bli ferdig i løpet av en samplingsperiode ved sanntid	Analoge filter kan være nødvendig ved svært høye frekvenser

Ut fra tabellen ser vi at digitale filter er mer presise enn analoge. Dette ser vi også i figuren under, som viser frekvensresponsen til et analogt lavpassfilter og et digitalt lavpassfilter. Transisjonsområdet blir smalere ved å bruke et digitalt filter. Figuren under er hentet fra [8].



Figur 22 Analoge filter versus digitale filter

3.4.2 FIR og IIR

Ut fra filterstrukturene FIR og IIR, kan en bygge mange forskjellige typer digitale filter. Eksempler er Equiripple, Least Squares, Bessel, Butterworth og Chebyshev.

3.4.2.1 FIR, Finite Impulse Response

Et FIR filter er et filter som har endelig impulsrespons. Det vil si at FIR filter ikke har tilbakekopling. Deler av beskrivelsen videre er hentet fra [9] og [10].

Fordeler med FIR filter:

- Lineær fase ved symmetri, konstant gruppeforsinkelse
- Garantert stabile
- Mindre akkumulert regnefeil
- Effektiv implementering
- Lite avrundingsstøy (kvantiseringsfeil)

Ulemper med FIR filter:

- For å oppnå bratt frekvenskurve blir filteret langt
- Ofte vanskeligere å designe FIR filter enn IIR filter med de samme spesifikasjonene

Den matematiske fremstillingen av FIR filter er som følger:

$$y(n) = b_0x(n) + b_1x(n-1) + \dots + b_{L-1}x(n-L+1)$$

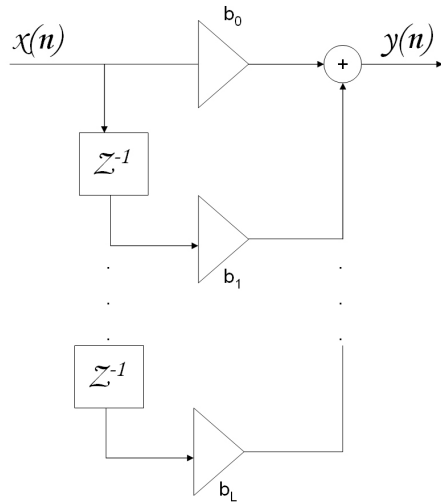
$$y(n) = \sum_{i=0}^{L-1} b_i x(n-i)$$

$$y(n) = \mathbf{b}^T \mathbf{x}(n),$$

der $y(n)$ er utsignalet og $x(n)$ er innsignalet ved sampel n , og $\{b_0, \dots, b_{L-1}\}$ er filterkoeffisientene.

I figuren under ser vi et FIR filter med L koeffisienter, $\{b_0, \dots, b_{L-1}\}$.

Tidsforsinkelsen på et sample angis av Z^{-1} .



Figur 23 Strukturen til et FIR filter

3.4.2.2 IIR, Infinite Impulse Response

Et IIR filter er et filter som har uendelig impulsrespons. Det vil si at det har tilbakekopling. Deler av beskrivelsen videre er hentet fra [9] og [10].

Fordeler med IIR filter:

- Sparer prosessering
- Skarpere frekvensrespons enn FIR, med samme filterorden

Ulemper med IIR filter:

- Ikke lineær fase
- Stabilitets problemer
- Endelig presisjons problem

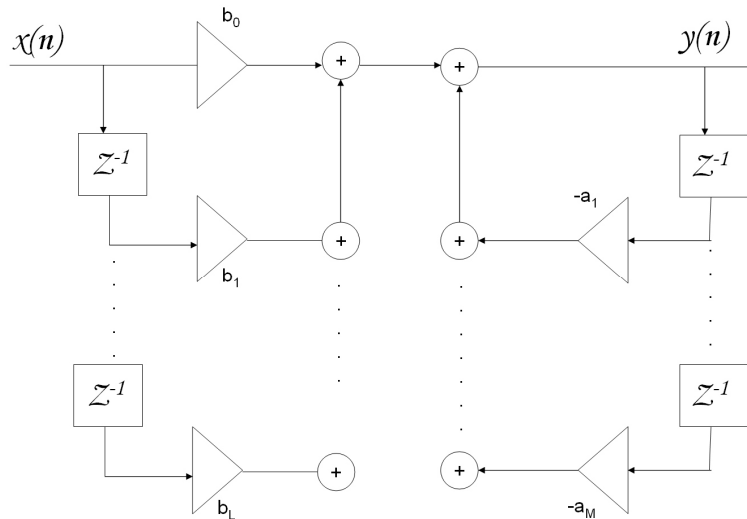
Den matematiske fremstillingen av IIR filter er som følger:

$$y(n) = \sum_{i=0}^{L-1} b_i x(n-i) + \sum_{m=1}^{M-1} -a_m y(n-m)$$

$$y(n) = b^T x(n) + a^T y(n-1),$$

der $y(n)$ er utsignalet og $x(n)$ er innsignalet ved sampel n , og b_0, \dots, b_{L-1} og a_1, \dots, a_{M-1} er filterkoeffisientene.

I figuren under ser vi et IIR filter der b_0, \dots, b_{L-1} er koeffisientene i forover retning, og a_1, \dots, a_{M-1} er koeffisientene i tilbakekoplingen.



Figur 24 Strukturen til et IIR filter

3.4.2.3 Sammenligning av FIR og IIR

I tabellen under har vi sammenlignet egenskapene til FIR og IIR filter.

Tabell 3 Sammenligning av FIR og IIR filter

<i>IIR Filter</i>	<i>FIR Filter</i>
Høyere effektivitet	Lavere effektivitet
Bygger på analoge filter	Ingen likhet med analoge filter
Kan bli ustabile	Alltid stabile
Ikke lineær faserespons	Kan ha lineær faserespons
Mer ringing	Mindre ringing

En kan ikke si noe om hvilken filterstruktur som er best. Dette må bestemmes ut fra hvilke filterkarakteristikker som er ønsket i forhold til oppgaven som skal utføres.

3.4.2.4 Poler og nullpunkt

Transferfunksjonen til et realiserbart, lineært tidsinvariant system kan alltid uttrykkes som forhold av polynomet i z :

$$H(z) = \frac{P(z)}{Q(z)}$$

Nevner og teller kan faktoriseres, og dermed får vi resultatet som vist under.

$$H(z) = H_0 \frac{(z-s_1)(z-s_2)(z-s_3)\dots(z-s_m)}{(z-p_1)(z-p_2)(z-p_3)\dots(z-p_n)},$$

der s_1, s_2, \dots, s_m i telleren kalles nullpunkt til transferfunksjonen, og p_1, p_2, \dots, p_n i nevneren kalles poler. Sammen kan poler og nullpunkt kalles kritiske frekvenser. Hver faktor $(z-s_i)$ kalles nullfaktor og hver faktor $(z-p_j)$ kalles polfaktor.

Vi tar med et eksempel på et 3. ordens filter gitt av funksjonen:

$$H(z) = \frac{z^2 - 0,25}{z^3 + z^2 + 0,1825z}$$

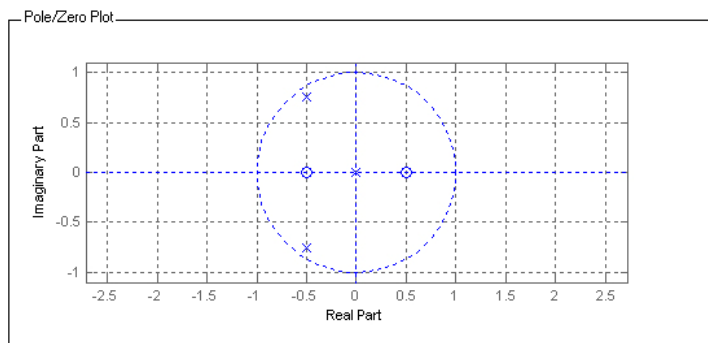
Dette kan faktoriseres til:

$$H(z) = \frac{(z-0,5)(z+0,5)}{(z+0,5+0,75i)(z+0,5-0,75i)z}$$

Hvis vi ser litt nøye på brøken ser vi følgende:

- $z = -0,5$ er et enkelt nullpunkt
- $z = 0,5$ er et enkelt nullpunkt
- $z = -0,5 + 0,75i$ er en enkel pol
- $z = -0,5 - 0,75i$ er en enkel pol
- $z = 0$ er en enkel pol

Et filters poler og nullpunkt kan presenteres grafisk som punkter i det komplekse planet, og figuren under viser poler og nullpunkt for eksempelet over.

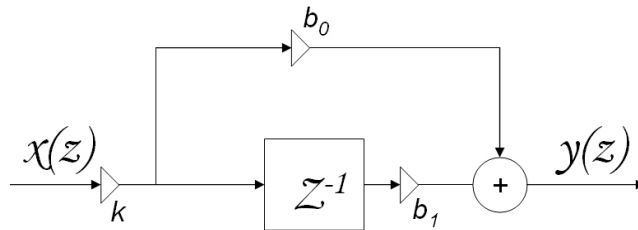


Figur 25 Poler og nullpunkt i det komplekse plan

X-retningen er realdelen, og Y-retningen er imaginærdelen. For at filteret skal være stabilt, må alle polene ligge innenfor enhets sirkelen. Det vil si, forsterkningen i tilbakekoplingen må være under 1. I et ustabil filter vil det tilbakekoplede signalet bli dominerende i forhold til inngangssignalet, noe som vil ødelegge utgangssignalet. Dette kan sammenlignes med feedback i et lydsystem, der en mikrofon fanger opp lydbølgene fra en høyttaler, og sender disse tilbake til høyttaleren igjen.

3.4.2.5 Eksempel på et enkelt lavpassfilter

Figuren under viser et enkelt FIR lavpassfilter.



Figur 26 Et enkelt FIR lavpassfilter

Figuren over kan beskrives matematisk som:

$$y(n) = k(x(n) + x(n-1)).$$

Dersom vi hadde tatt $x(n)$ og trukket i fra $x(n-1)$, ville filteret vært et høypassfilter.

Signalet inn på filteret kan forsterkes med en skaleringsfaktor, k , i tillegg til vekten vi har i filterkoeffisientene, b_0 og b_1 .

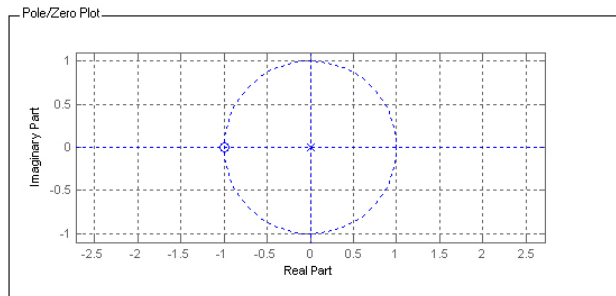
For å kunne finne filterets transferfunksjon, må vi transformere $y(n)$ til z -planet:

$$y(n) = k(x(n) + x(n-1)) \Rightarrow Y(z) = k(X(z) + X(z)z^{-1}).$$

Transferfunksjonen $H(z)$ blir da:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = k + kz^{-1} = k(1 + z^{-1}) = k(z^k + z^{-k})z^{-k} = k\left(\frac{z+1}{z}\right).$$

Vi ser ut fra $\frac{z+1}{z}$ at $z = 0$ gir en pol plassert i origo, og $z = -1$ gir et nullpunkt ved -1 som vist i figuren under.



Figur 27 FIR lavpassfilter

For å finne filterets amplituderrespons og faserespons, kan vi sette $z = e^{j\omega T}$:

$$H(z) = H(\omega T) = k(1 + e^{-j\omega T}).$$

For et FIR filter kan vi ved å bruke Eulersformel uttrykke dette som:

$$H(\omega T) = k(e^{jk\omega T} + e^{-jk\omega T})e^{-jk\omega T} = \cos(k\omega T)e^{-jk\omega T},$$

Generelt for både FIR og IIR får vi:

$$H(\omega T) = k(1 + \cos(\omega T) - i \sin(\omega T)).$$

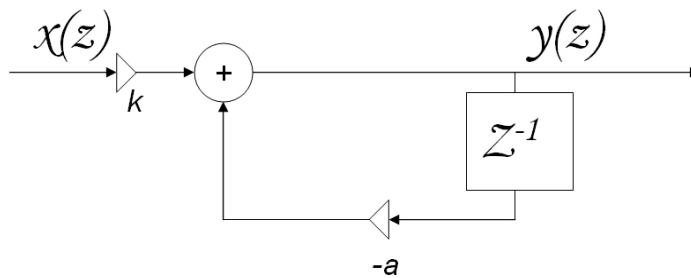
Ved å ta absoluttverdien av den generelle likningen, får vi amplituderresponsen:

$$|H(\omega T)| = k\sqrt{(1 + \cos(\omega T))^2 + \sin^2(\omega T)}.$$

Faseresponsen blir:

$$\tan^{-1}\left(\frac{-\sin(\omega T)}{1 + \cos(\omega T)}\right).$$

Et tilsvarende lavpassfilter kan også lages ved å bruke et IIR filter. Figuren under viser hvordan dette vil se ut.



Figur 28 Et enkelt IIR filter

Det matematiske uttrykket for et slikt IIR filter er:

$$Y(n) = kX(n) + aY(n-1)$$

Z-transformert blir dette:

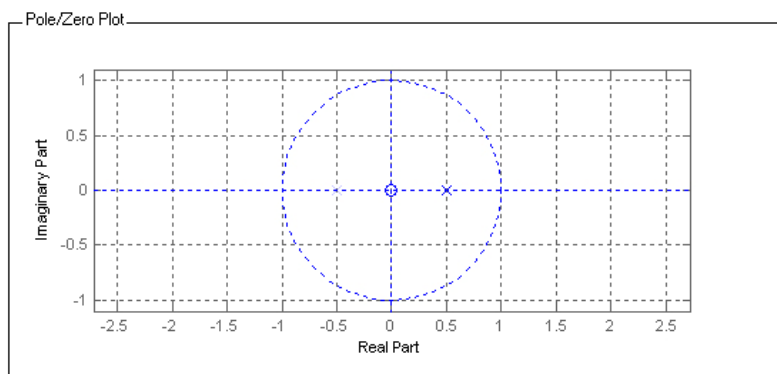
$$Y(z) = kX(z) + aY(z)z^{-1}.$$

Dette gir oss:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{k}{1 - az^{-1}} = \frac{z}{z - a}.$$

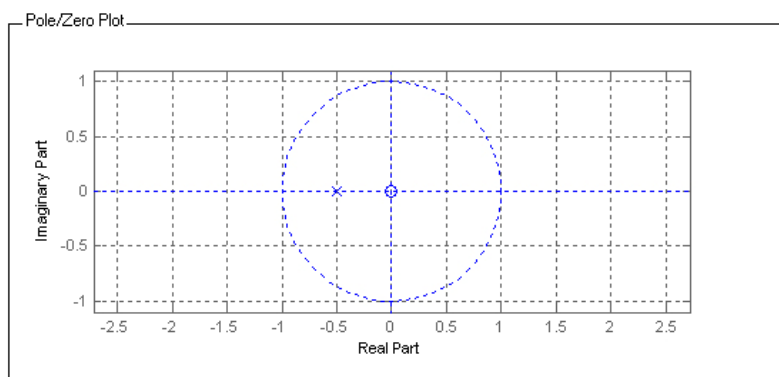
Vi ser ut fra $\frac{z}{z - a}$ at $z = 0$ gir et nullpunkt plassert i origo og $z = a$ gir en pol ved $+a$.

Figuren under viser plasseringen av polen dersom verdien til $a = 0,5$.



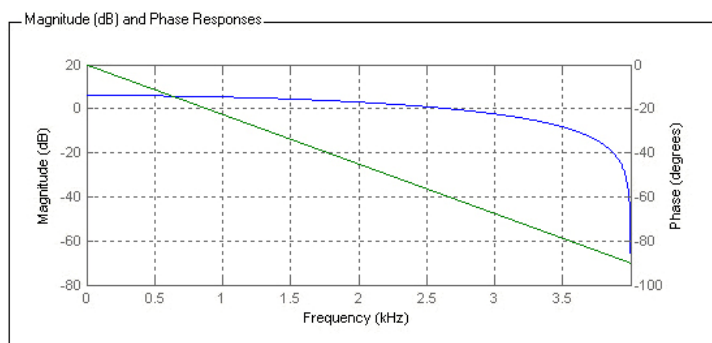
Figur 29 IIR lavpassfilter

Hadde derimot verdien til a vært negativ, ville vi fått et høypassfilter. I figuren under viser plasseringen av polen dersom verdien til $a = -0,5$:



Figur 30 IIR høypassfilter

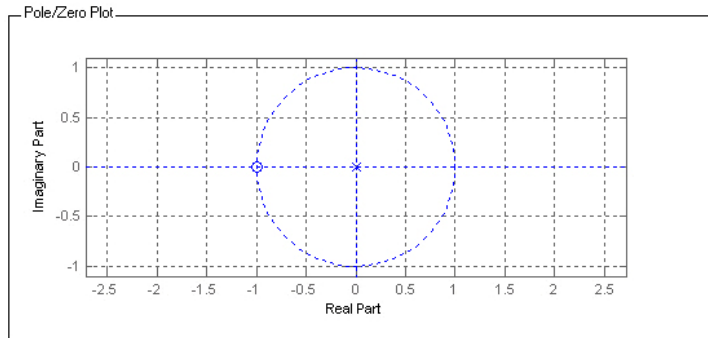
For å kunne se egenskapene til et filter i detalj, kan vi simulere filteret i et dataprogram der vi angir samplingsfrekvens. Vi har designet ett slikt lavpassfilter i MatLab, for å se frekvens- og faserespons. Som vi ser på figurene under er frekvens- og faseresponsen avhengig av samplingsfrekvensen. Vi har her valgt en samplingsfrekvens på 8 kHz. I figuren under er grønn kurve faseresponsen, og blå kurve viser frekvensresponsen.



Figur 31 Enkelt lavpassfilter med 8000 Hz samplingsfrekvens

Fasen starter på 0 grader forskyvning, men etter hvert som frekvensen stiger vil også faseforskyvningen øke. Dette skyldes tidsforsinkelsen i filteret og gir størst utslag ved høye frekvenser fordi bølgelengden her er kortere. Når bølgelengden minker blir det store forskjeller med et sampel tidsforsinkelse.

I figuren under, vises hvor polene og nullpunktene er plassert for filteret vi designet i MatLab. Siden dette er et FIR filter, vil polene ligge i origo, mens nullpunktene kan ligge hvor som helst i Z-planet. Her ligger det en pol i origo, og ett nullpunkt ved -1.



Figur 32 Poler og nullpunkt for lavpassfilteret

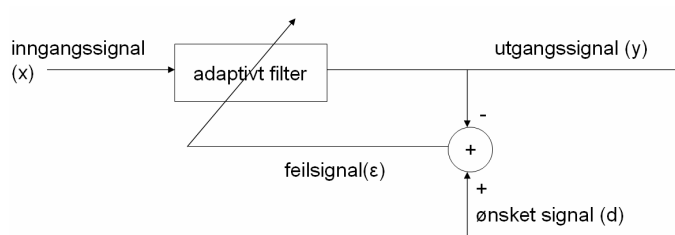
3.5 Adaptive filter

Adaptive filter er en type filter som tilpasser seg omgivelsene i henhold til gitte kriterier.

Systemet vil da kunne fungere mer optimalt enn dersom faste filterkoeffisienter blir satt. Dersom systemet utsettes for store endringer, vil det være avgjørende at systemet benytter adaptive filter. Ellers vil systemets oppførsel blir ukorrekt i forhold til oppgaven som skal utføres. Deler av beskrivelsen her er hentet fra [11].

Det finnes forskjellige typer adaptive filter. Vi vil her presentere tre ulike typer adaptive filter.

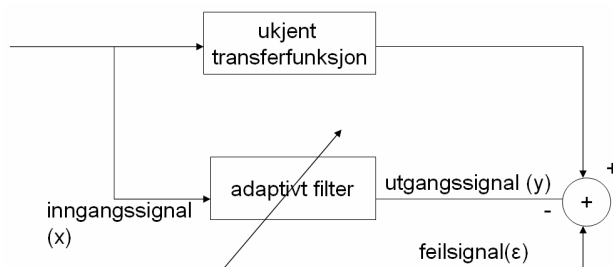
Figuren under viser et adaptivt FIR filter (AFIR), som etterligner et ønsket signal.



Figur 33 AFIR filter som etterligner et ønsket signal

Dersom det er avvik mellom utgangssignalet og det ønskede signalet, så vil AFIR filteret justere sine koeffisienter slik at det over tid tilnærmer seg det ønskede signalet. Vi kan med dette filteret etterligne en kjent transferfunksjon, som sendes inn som det ønskede signalet.

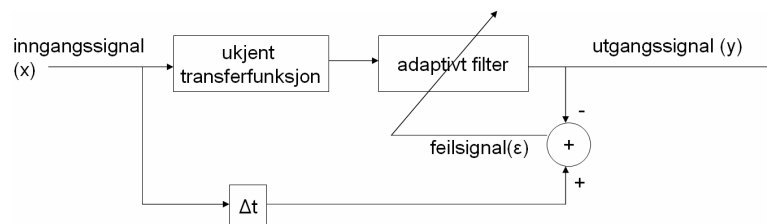
Figuren under viser hvordan AFIR kan kobles for å kunne etterligne en ukjent transferfunksjon.



Figur 34 AFIR som etterligner en ukjent transferfunksjon

Dette filteret vil være hensiktsmessig å bruke når vi ikke vet noe om det ønskede signalet.

Figuren under viser AFIR i et system der vi finner den inverse funksjonen til den ukjente transfer med en delta t, en kjent tidsforsinkelse.



Figur 35 AFIR som etterligner den inverse til en ukjent transferfunksjon

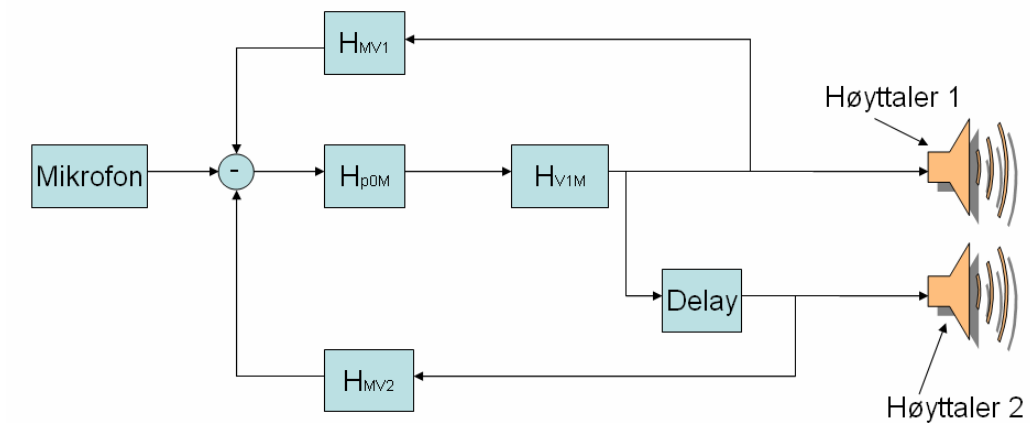
Dette filteret kan brukes hvis vi kjenner til tiden signalet bruker gjennom den ukjente transferfunksjonen.

Vi vil i kapittel 6 komme tilbake til hvordan vi kan bruke adaptive filtre i vårt system.

4 Den matematiske modellen

I 2003 publiserte Arne Reitan en artikkel i Acta Acustica [1] om hvordan lydbølger kan absorberes i et rør. Artikkelen er en matematisk utredning der han beskriver i detalj hvordan dette fungerer teoretisk. Selv om den ligger tilgjengelig for alle på Internett, er terskelen for å forstå innholdet i artikkelen relativt høy. Vi har gjennomgått artikkelen og trekt ut det som er vesentlig, og bruker dette som et grunnlag i vår oppgave.

Når det gjelder å finne ut hva som er vesentlig og hva vi har bruk for av det som står der, har vi fått en del hjelp. Høsten 2003 utarbeidet Øyvin Simonsen og våre to veiledere, Paul Bjørn Andersen og Ragnar Johnsen, en forprosjektsrapport [6] der de kartla hva som skulle til av utstyr og ressurser for å kunne gjennomføre et slikt prosjekt. De presenterte også en skisse for hvordan de så for seg at et slikt styresystem måtte se ut. Her var Arne Reitans modell [1] overført til en modell med transferfunksjoner, som vist på figuren under.



Figur 36 Filterstruktur

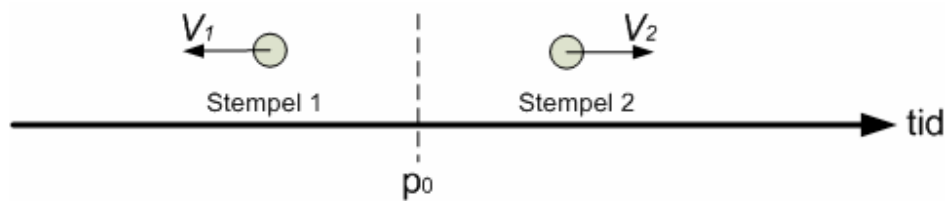
H_{p0M} : Transferfunksjon som korrigerer for refleksjoner fra absorbatoren og transportforsinkelse fra mikrofon til absorlator.

H_{V1M} : Transferfunksjon som beregner ønsket stempelhastighet ut fra lydtrykket i den innfallende bølgen.

H_{MV1} : Transferfunksjon som beregner lydtrykket i mikrofonens posisjon som skyldes bevegelser fra høyttaler 1.

H_{MV2} : Transferfunksjon som beregner lydtrykket i mikrofonens posisjon som skyldes bevegelser fra høyttaler 2.

Med utgangspunkt i den matematiske modellen, satte de opp uttrykkene til transferfunksjonene til filtrene. Skissen under er hentet fra [6], og viser hvordan en kan se på de to høyttalerelementene i absorbatoren som to punktkilder.



Figur 37 Stemplene betraktet som punktkilder [6]

Selv om en i praksis måler det innkommende lydtrykket i forkant av absorbatoren, tar modellen [1] utgangspunkt i at vi måler trykket midt i mellom stemplene. Den akustiske avstanden mellom stemplene kaller en a , og trykket i midten kaller en p_0 . Farten til stemplene 1 og 2 kaller en henholdsvis V_1 og V_2 . Størrelsene på V_1 og V_2 avgjør styrken på lydbølgene ut fra absorbatoren, og er derfor av vesentlig betydning videre i reknestykkene.

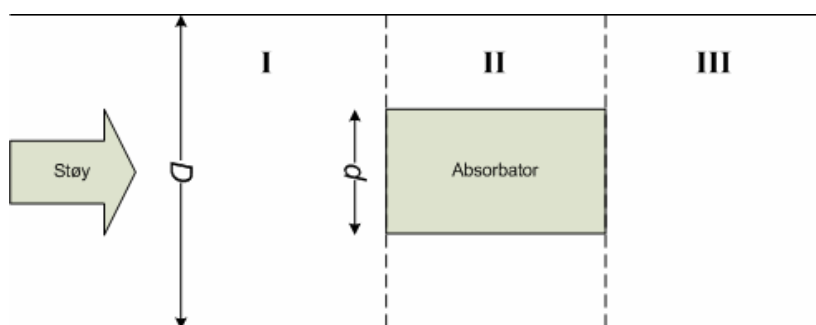
Ut ifra den matematiske modellen [1], finner vi den generelle formelen for farten:

$$V = \frac{1}{2} R^{-1} p_0,$$

der R er den reelle delen av impedansmatrisen $Z = R - iX$, og ser slik ut:

$$R = \begin{pmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{pmatrix}.$$

Som vist i figuren under, tenker en seg at området rundt absorbatoren kan deles inn i tre områder der en får ulike former for refleksjon. Figuren er hentet fra [1].



Figur 38 Refleksjonsområder [1]

Forholdet mellom diameteren til røret, D , og diameteren til absorbatoren, d , er:

$$\mu = \frac{d}{D}$$

og ved hjelp av bølgetallet, $k = \frac{\omega}{c}$, finner vi at antall bølger over absorbatoren er

$$\zeta = ka.$$

Variabelen c er lydhastigheten, og $\omega = 2\pi f$ der f er frekvensen.

Refleksjonskomponentene kan beregnes på følgende måte:

$$a_0^{(i)} = -\mu^2 \left(1 - \frac{\mu^2}{2} \right) i \sin \zeta e^{-\frac{i\zeta}{2}} N^{-1}$$

$$d_0^{(i)} = (1 - \mu^2) e^{-\frac{i\zeta}{2}} N^{-1}$$

$$a_0^{(1)} = \frac{\mu^2}{2} \left[(1 - \mu^2) \cos \zeta - i \sin \zeta \right] i N^{-1}$$

$$d_0^{(1)} = \frac{\mu^2}{2} (1 - \mu^2) i N^{-1}$$

$$a_0^{(2)} = d_0^{(1)}$$

$$d_0^{(2)} = a_0^{(1)}, \text{ der}$$

$$N = (1 - \mu^2) \cos \zeta - \left(1 - \mu^2 + \frac{\mu^4}{2} \right) i \sin \zeta.$$

Nå som vi har fått refleksjonskomponentene på plass, kan vi finne trykkmatrisene

ξ_{01} og ξ_{02} :

$$\xi_{01} = e^{-j\frac{a\omega}{2c}} + a_0^{(i)}$$

$$\xi_{02} = d_o^{(i)},$$

og vi kan finne realverdiene i impedansmatrisen:

$$R_{11} = R_{22} = -\rho c \cdot \operatorname{re}(ia_0^{(1)})$$

$$R_{12} = R_{21} = -\rho c \cdot \operatorname{re}(ia_0^{(2)}),$$

der lufttettheten er gitt av ρ .

Nå kan vi sette opp uttrykkene for farten til de to stemplene:

$$V_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{R_{11}}{R_{11}R_{22} - R_{12}R_{21}} \xi_{01} - \frac{R_{21}}{R_{11}R_{22} - R_{12}R_{21}} \xi_{02} \right) P_0$$

og

$$V_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{R_{22}}{R_{11}R_{22} - R_{12}R_{21}} \xi_{02} - \frac{R_{12}}{R_{11}R_{22} - R_{12}R_{21}} \xi_{01} \right) P_0.$$

I [6] har Paul Bjørn Andersen tatt for seg en alternativ tenkemåte, ved å trekke paralleller med antenneteorien. Det er et kjent fenomen at sender- og mottakerantenner er resiproke. Det vil si at hvis en antenne sender en bølge i en retning, vil den absorbere en innfallende bølge fra samme retning, forutsatt at punktkildene stråler på samme måte. Ved å trekke slike paralleller forenkler de matematikken betraktelig. De fant også ut at det ville være mer hensiktsmessig at stempel nummer to var en ren slave av det første, i stedet for at de var uavhengige slik som i Arne Reitans matematiske modell. Ved å invertere signalet til stempel 1 og forsinke det tilsvarende tiden lyden trenger for å flytte seg fra stempel 1 til 2, vil stemplene fase hverandre ut ved lave frekvenser. På denne måten unngår en et av problemene med den matematiske modellen der det er fare for at stemplene genererer ny støy.

Trekker vi inn forenklingen i [6], kan V_2 uttrykkes på følgende måte:

$$V_2 = -V_1 e^{-\frac{i\omega a}{c}},$$

der

$$e^{-\frac{i\omega a}{c}},$$

angir en ren tidsforsinkelse fra stempel 1 til stempel 2.

Nå som vi har fått et visst innblikk i hvilke faktorer som spiller inn, kan vi sette opp uttrykkene for transferfunksjonene:

$$H_{p0M} = \frac{1}{e^{-\frac{i\omega z}{c}} + a_0^{(i)} e^{-\frac{i\omega(z+\frac{a}{2})}{c}}},$$

der z er avstanden mellom mikrofonen og midten av absorbatoren,

$$H_{V1M} = \frac{V_1}{p_0} H_{p0M},$$

$$H_{V2M} = \frac{V_2}{p_0} H_{p0M},$$

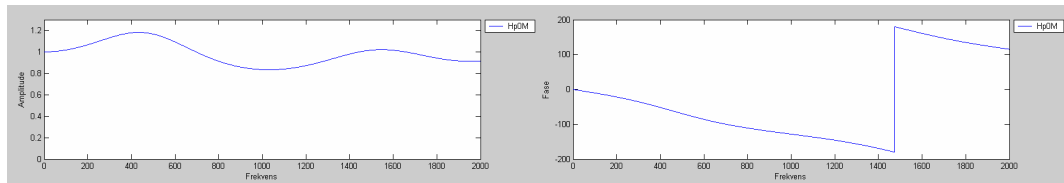
$$H_{MV1} = i\rho c a_0^{(1)} e^{-i\frac{\omega}{c}\left(z+\frac{a}{2}\right)},$$

$$H_{MV2} = i\rho c a_0^{(2)} e^{-i\frac{\omega}{c}\left(z+\frac{a}{2}\right)}.$$

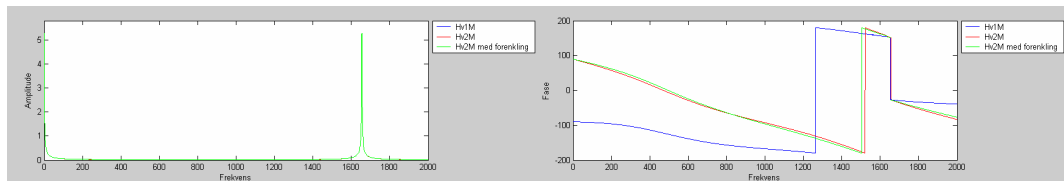
H_{MV1} og H_{MV2} kan kombineres til en transferfunksjon:

$$H_{MV} = H_{MV1} + H_{MV2} \frac{\frac{V_2}{p_0}}{\frac{V_1}{p_0}}.$$

I figurene nedenfor, er filtrenes frekvensrespons vist til venstre, og faserespons til høyre:

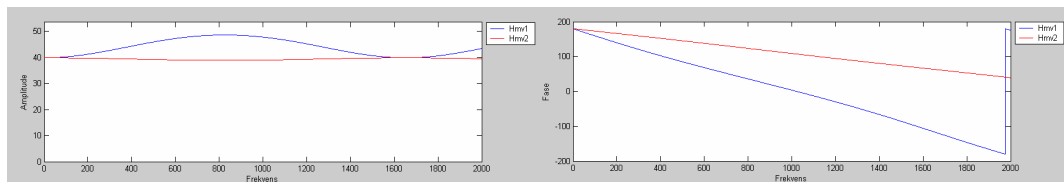


Figur 39 Transferfunksjonen H_{p0M}

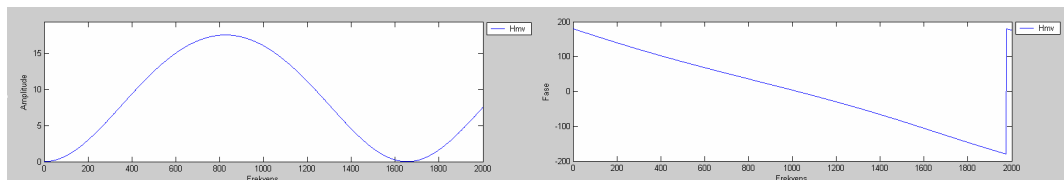


Figur 40 Transferfunksjonen H_{V1M} og H_{V2M}

Som vi ser i figur 40, er frekvensresponsen sammenfallende for både H_{V1M} og H_{V2M} . Faseresponsen er derimot ikke den samme. Vi ser også det at forenklingen av H_{V2M} i [6] er tilnærmet identisk med den opprinnelige H_{V2M} i [1] for både frekvens- og faseresponsen.



Figur 41 Transferfunksjonen H_{MV1} og H_{MV2}



Figur 42 Transferfunksjonen H_{MV}

Det er disse frekvens- og faseresponsene vi har laget digitale filtre av, og programmert inn på DSPen. Dette kommer vi tilbake til i kapittel 6.

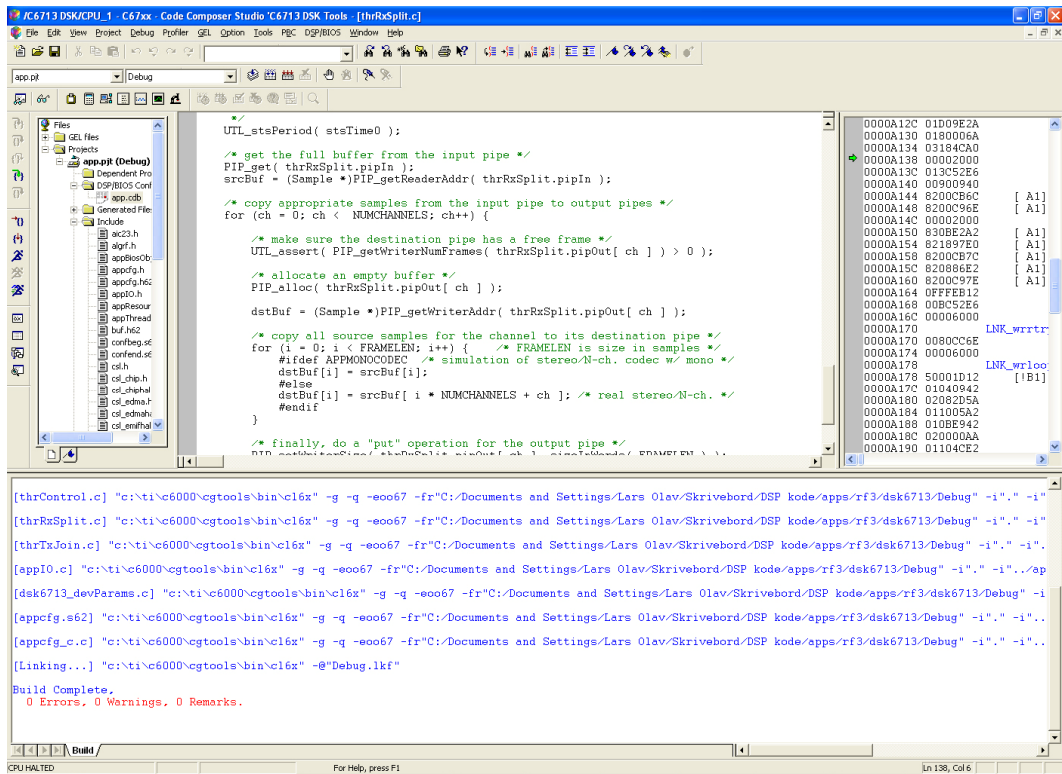
5 Hjelpemidler

5.1 Utviklingsprogramvare

5.1.1 Code Composer Studio

Code Composer Studio er et utviklingsverktøy som er beregnet til å lage programmer for DSPer. Code Composer Studio er utviklet av Texas Instruments, en av de store produsentene av DSPer. Det vi har brukt i vårt prosjekt er Code Composer Studio versjon 2.

Utviklingsverktøyet er veldig ryddig og greit og inneholder gode muligheter for debugging. Det er blant annet mulighet for å se verdiene i registrene i prosessoren mens programmet kjører. Det er støtte for å skrive koden i C eller i Assembly, eller kombinere dette. Vi har valgt å skrive all koden i C, siden C er relativt enkelt å jobbe med i forhold til Assembly, og at kompilatoren er så god at det gir lite forskjell om koden skrives i C eller i Assembly med tanke på effektiviteten i koden.

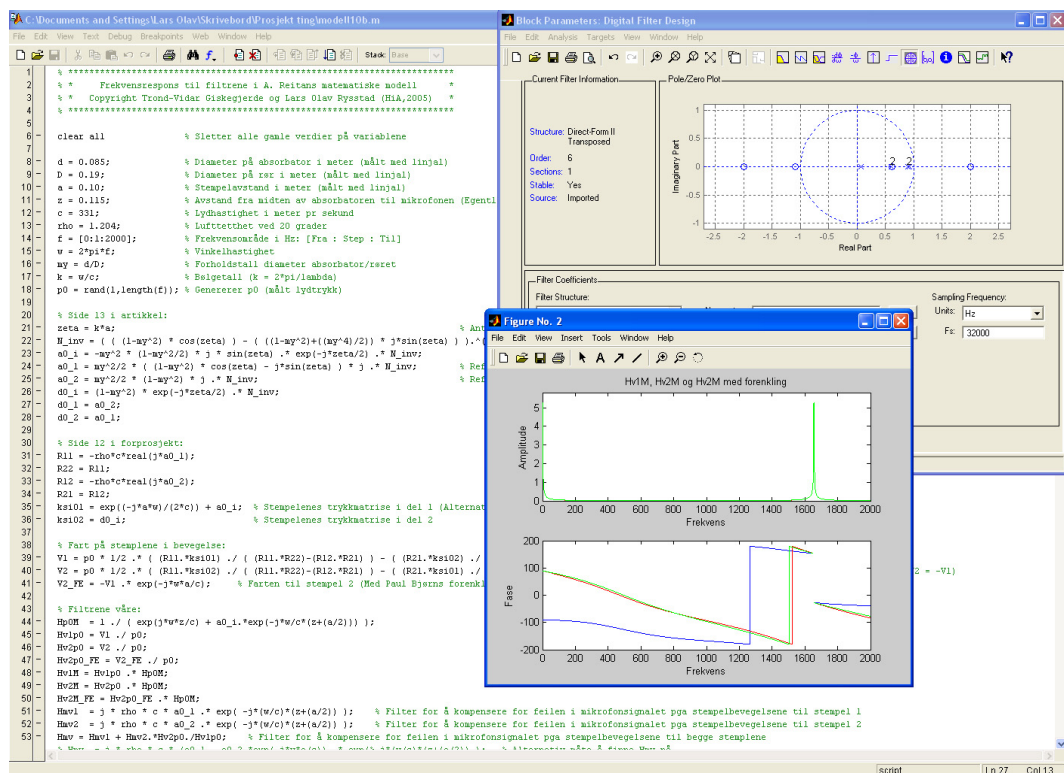


Figur 43 Skjermbilde fra Code Composer Studio

Vi styrer DSPen fra Code Composer Studio både når programmet skal lastes over i prosessoren og når programmet skal startes eller stoppes.

5.1.2 MatLab

MatLab er et kraftig dataprogram for matematiske analyser, fremstilling og ikke minst kalkulasjoner. Programmet, eller språket MatLab, er mye brukt i industrien over hele verden. En kan velge mellom å skrive programkode selv, eller en kan velge å kjøre Simulink. I programkoden kan matematiske uttrykk skrives inn direkte, kjøre de, og lagre de i m-filer. I Simulink får en et ”dra-og-slipp” grensesnitt i stedet, der de ønskede komponentene trekkes inn og settes sammen. Eksempel på slike komponenter er filter, støygenerator og spektrumanalysator. MatLab og Simulink er utviklet av MathWorks, men en kan få kjøpt en rekke tilleggsmoduler som kan være utviklet av andre, for eksempel Texas Instruments. Versjonen vi har brukt er MatLab v6.5 Release 13.



Figur 44 Skjerm bilde fra MatLab

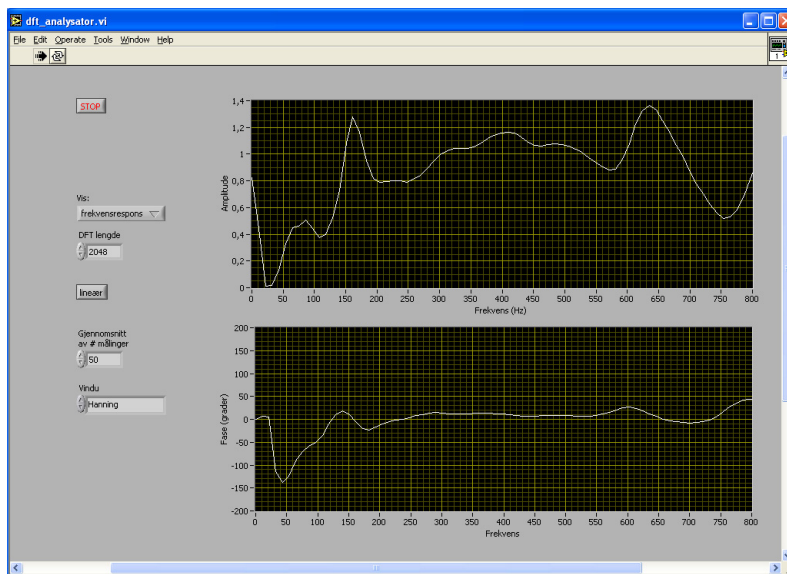
Vi har brukt MatLab til å verifisere modellutviklerprogrammet, og Simulink til å tegne opp frekvens- og faserespons til filtrene vi har programmert inn på DSPen, samt sjekke at de er stabile ved å sjekke de opp mot enhets sirkelen.

5.2 Testprogrammer

Vår veileder Ragnar Johnsen har ved hjelp av LabView laget fire programmer som har vært til stor hjelp for oss. Vi vil her presentere programmene og forklare hvordan de kan brukes.

5.2.1 Frekvensresponsprogrammet

Figuren under viser programmet frekvensrespons. Det kan grafisk presentere de to lydkanalene enten hver for seg eller som vist under, forholdet mellom kanalene. Det øverste vinduet viser frekvensresponsen, det nederste vinduet viser faseresponsen begge med stigende frekvens mot høyre.

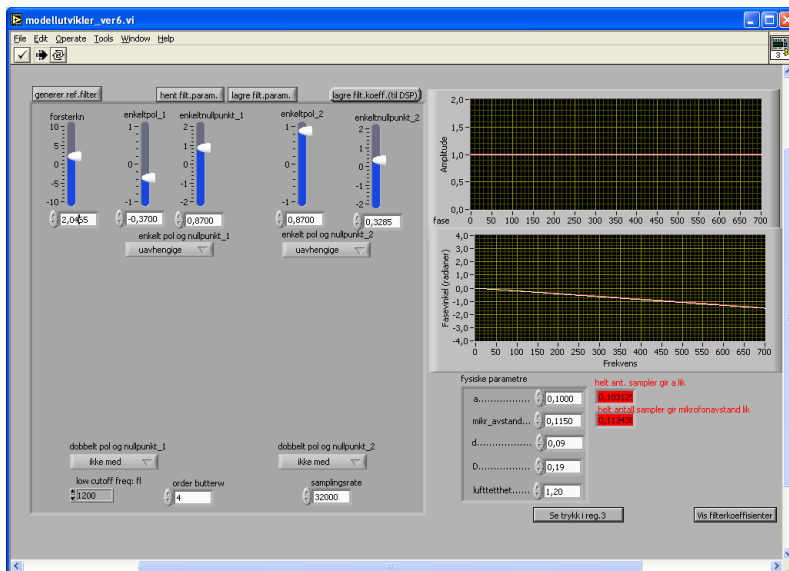


Figur 45 Frekvensresponsprogrammet

Det er også mulighet for å variere gjennomsnittet av antall målinger. Det betyr at kurven står mer i ro hvis det midles over et større antall målinger enn ved et lite antall målinger. Programmet gir også mulighet for å presentere målingene enten lineært eller etter desibelskalaen.

5.2.2 Modellutviklerprogrammet

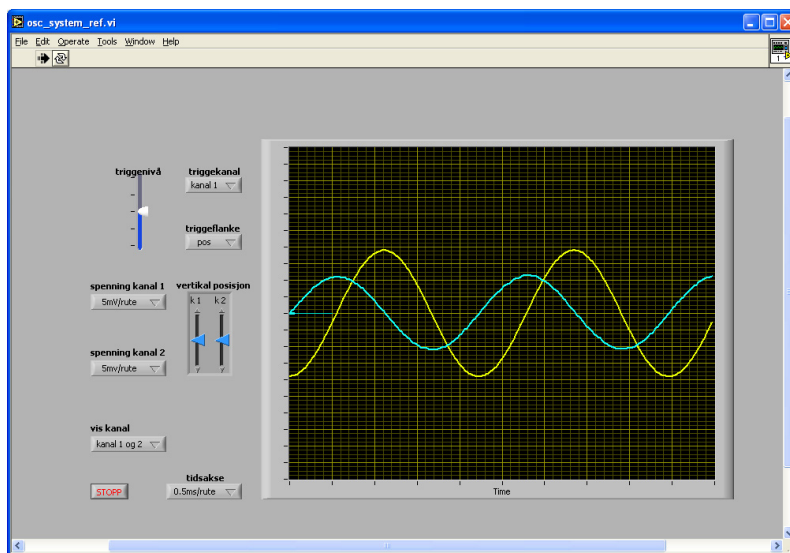
Figuren under viser modellutviklerprogrammet, som vi har brukt for å finne filterkoeffisienter til de digitale filterne. Filterstrukturen som benyttes er IIR. I programmet kan vi velge hvilket av filterne H_{p0M} , H_{V1M} , H_{V2M} , H_{MV1} , H_{MV2} og H_{MV} vi skal etterligne. Vi får da opp en kurve (hvit kurve) som er beregnet ut i fra de fysiske parameterne til absorbatoren og miljøet rundt, etter den matematiske modellen [1]. Ut fra dette skal vi lage en etterligning av det ideelle filterets frekvens- og fasegang, ved å styre forsterkningen og plassere poler og nullpunkt. Denne kurven er rød på figuren.



Figur 46 Modellutviklerprogrammet

5.2.3 Oscilloskopprogrammet

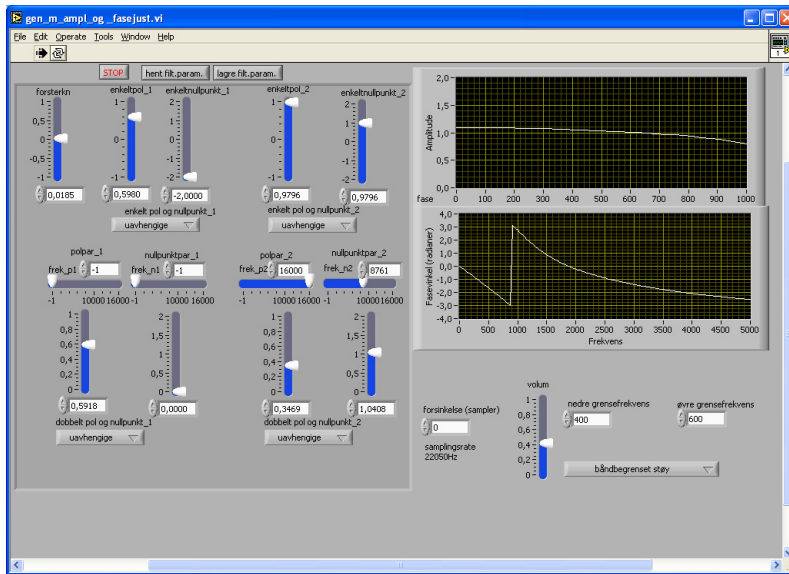
Oscilloskopprogrammet er et instrument som har samme muligheter og funksjoner som et vanlig oscilloskop, men har den store fordelen med at vi kan lagre målingene som tas. Instrumentet hjelper oss å visualisere målingene med tanke på fase og frekvens. Figuren under viser et skjermbilde av en måling der vi bruker to kanaler. Vi har mulighet til å endre på spenningsaksen og tidsaksen. På bildet er begge kanalene satt opp med 5 mV per rute, og tidsaksen er satt til 0,5 ms per rute.



Figur 47 Oscilloskopprogrammet

5.2.4 Støygeneratorprogrammet

Støygeneratorprogrammet er programmet vi bruker som støykilde. Programmet bruker lydkortet på PCen, og har mulighet for å sende ut en enkelt sinus, eller båndbegrenset støy. I tillegg har programmet mulighet for å legge inn en transferfunksjon på den ene kanalen. Det kan være svært hensiktsmessig dersom man skal finne en transferfunksjon, uten å ha mulighet til å regne den ut.



Figur 48 Generatorprogrammet

5.3 Testkomponenter

I tillegg til testprogrammer, har vi i hatt behov for en del andre hjelpemidler. De mest sentrale vil bli presentert nedenfor. I tillegg til disse har vi blant annet hatt bruk for multimeter, analogt oscilloskop og loddebolt.

5.3.1 Lydkortet M-audio FireWire solo

M-audio FireWire Solo er et eksternt lydkort av høy kvalitet. Lydkortet har mikrofoninngang i forkant med 48 volt fantommating, samt en linje inngang. I tillegg har en to linjeinnganger i bakkant. Lydkortet koples til PC via FireWire.



Figur 49 M-audio FireWire solo

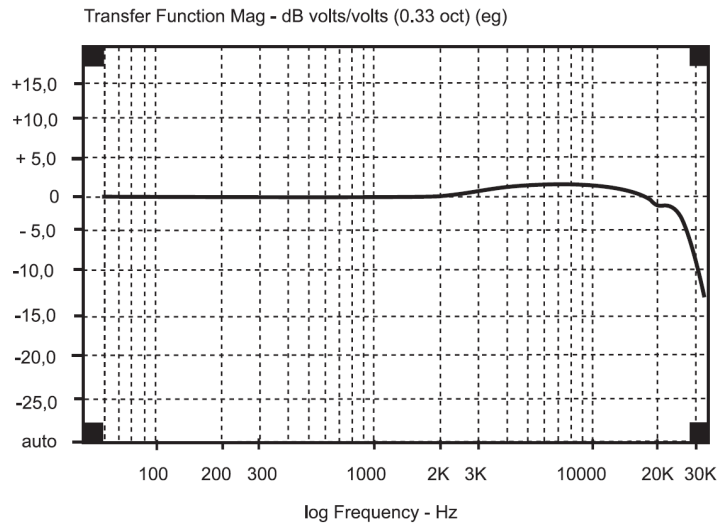
5.3.2 Målemikrofonene Behringer ECM8000

Til å måle lydbølgene, har vi fått fire mikrofoner til rådighet. Behringer ECM8000 er en målemikrofon av høy kvalitet. Mikrofonen er en omnidireksjonal kondensatormikrofon, det betyr at den måler lydtrykket etter en kuleformet karakteristikk. Siden det er en kondensatormikrofon må den mates med 48 V.

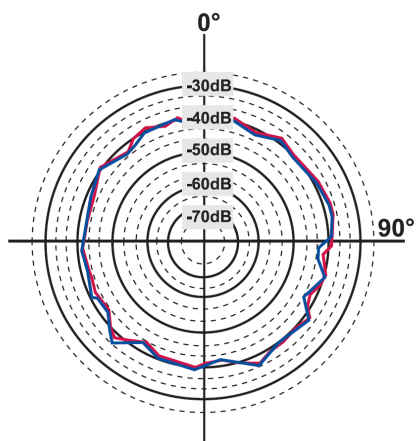


Figur 50 Behringer ECM8000

Frekvensresponsen til mikrofonen er svært flat. Vi ser at frekvensresponsen ligger på 0 dB fra ca 20 Hz helt opp til 2,4 -2,5 kHz. Fra dette området og opp til ca 18 kHz gir mikrofonen ut ca 2 dB for mye, deretter synker kurven til vi når den høyeste frekvensen som mikrofonen kan gjengi, omkring 32 kHz.



Figur 51 Frekvenskurven til Behringer ECM8000



Figur 52 Opptakskurven til Behringer ECM8000

5.3.3 Mikrofonforsterkerne Behringer Tube Ultragain mic100

Til hver av mikrofonene har vi en Behringer Tube Ultragain mic100 mikrofonforsterker. Dette er en høykvalitetsmikrofonforsterker basert på en rørforsterker. Ifølge spesifikasjonene er maksimalt avvik i frekvensresponsen fra 10 Hz til 43 kHz på ± 3 dB på mikrofoninngangen, og på linjeinngangen er den ± 3 dB fra 10 Hz til 40 kHz.



Figur 53 Behringer tube ultragain mic100

5.3.4 Behringer DEQ2496

Behringer DEQ2496 er en digital lydprosessor. Den inneholder blant annet 31 bånd grafisk equalizer, 10 bånd parametrisk equalizer, justerbar tidsforsinkelse på utgangene og rosa støy, pluss mye mer.



Figur 54 Behringer DEQ2496

Behringer DEQ2496 beskriver hvert sampel med 24 bit, og tar 96 000 sampel i sekundet. Dette gir minimalt med informasjonstap i signalene som går igjennom. Vi har brukt DEQ2496 som støykilde, forsinkelsesledd, og til å korrigere frekvensgang i filterne ved hjelp av den grafiske equalizeren. Muligheten til å justere tidsforsinkelsen på utgangene har vært til stor nytte for oss.

Tidsforsinkelsen oppgis i meter, fot eller cm, og de minste stegene den kan ta er 1 cm. En tidsforsinkelse på en meter, vil si at lydbølgene blir forsinket så lang tid de bruker på en meter.

5.3.5 Cambridge Audio A300

Cambridge Audio A300 er en Hi-Fi forsterker av god kvalitet.

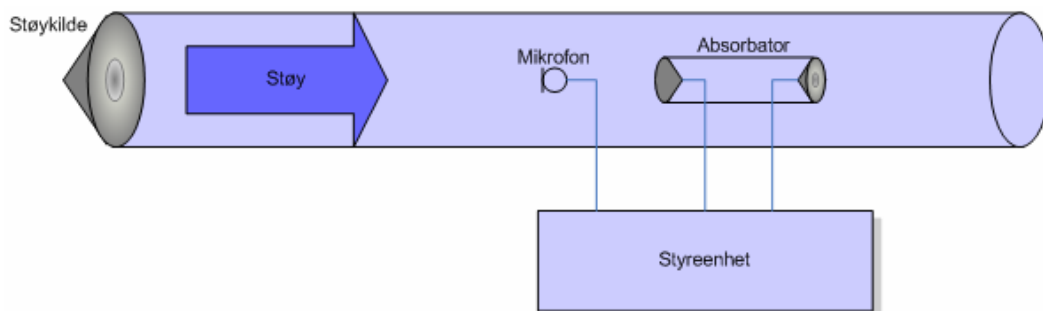


Figur 55 Cambridge Audio A300

Vi har brukt forsterkeren primært til å drive støykildehøytaleren.

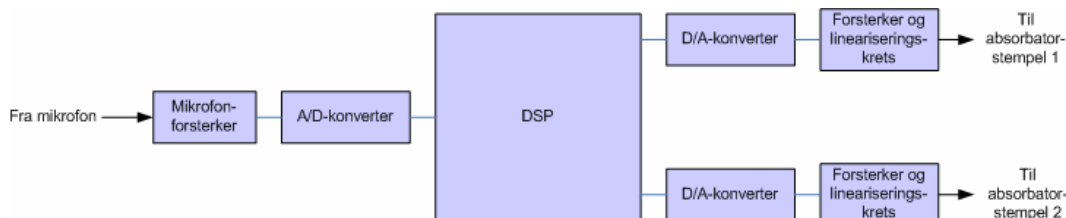
6 Systemet

Hele testoppsettet består som tidligere nevnt av et rør, en målemikrofon, en absorbator og en styreenhet, som vist i figuren under.



Figur 56 Testoppsett

Selve styreenheten består av mikrofonforsterker, A/D-konvertere, D/A-konvertere, digital signalprossessor og forsterker med linearisering, som vist i figur 57.



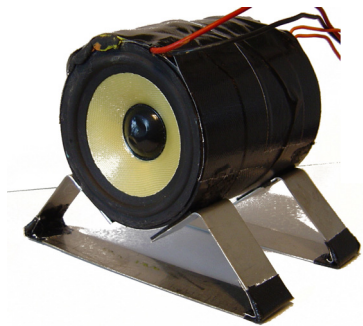
Figur 57 Styreenhet

Vi vil her gå nærmere inn på de delene som ligger i styresystemet, som vi har utviklet. Vi vil med andre ord ikke si noe mer om mikrofonforsterkeren enn det som er skrevet i kapittel 5, og A/D- og D/A-konverterne som vi har beskrevet generell virkemåte på i kapittel 3. Når det gjelder DSPen vil vi her kun gå inn på programkoden. For mer informasjon om selve DSP enheten henviser vi til kapittel 3.1.4. Vi vil også gi en beskrivelse av oppbygningen av absorbatoren, og hvilke endringer vi har måttet foretatt underveis.

6.1 Absorbator

Absorbatoren er bygget av Knut Øystein Lauvland etter den matematiske modellen til Arne Reitan. På grunn av økonomiske hensyn er det benyttet serieproduserte høyttalerelementer som stempler.

Absorbatoren er et lukket system som består av to høyttalerelement som står med spolen mot hverandre inne i et plastrør. Absorbatoren har en diameter på 8 cm og en rør lengde på 9 cm. Tomrommet i plastrøret er fylt med et bomulllignende stoff for å isolere elementene mest mulig slik at de ikke påvirker hverandre. Elementene er noen av de minste basselementene en kan få kjøpt i dag, og de er produsert av Vifa i Danmark.



Figur 58 Absorbator

For bruk i et ventilasjonsanlegg blir disse elementene på 3,5 tommer likevel for store. De vil antagelig påvirke luftstrømmene en del, og på denne måten bidra til at en får mer støy. Med dagens teknologi finnes det andre løsninger som kunne vært verdt å prøve, men for å nå målet vårt i denne oppgaven som er å finne ut om den matematiske teorien holder fungerer i praksis, er dette godt nok.

Vi har gått flere runder for å justere absorbatoren, slik at den skal virke så godt som mulig. Til å begynne med var det ikke noe isolering mellom høyttalerelementene. Dette viste seg å gi for dårlig resultat. Det lydtrykket det ene høyttalerelementet genererte, fikk det andre høyttalerelementet til å bevege seg, selv om dette skulle stå i ro. Det ble da forsøkt å legge inn et bomulllignende stoff bak membranen for å bremse membranen mot uønsket bevegelse. Det ble

diskutert mulige løsninger på problemet, men før de ble prøvd ut, kom det frem at modellen sier at stemplene i absorbatoren skal ha separate kammer.

Slik absorbatoren er bygd opp nå, er volumene i de to kammerene for små til at høyttalerne kan gi den lyden det forventes. Dette gjelder spesielt ved lave frekvenser når høyttalermembranene må flytte mye luft. Membranen beveger seg mye og forsøker å vekselvis komprimere og utvide luften i det lille kammeret bak hvert av høyttalerelementene. Dette problemet er dessverre ikke mulig å gjøre noe med, så lenge en bruke høyttalerelementer som stempler.

6.2 Lineariseringskrets

6.2.1 Hvorfor trengs lineariseringskretsen?

Høyttalerelementer er ulineære komponenter. Det vil si, bevegelsene er unøyaktige og lydbølgene de genererer har ikke lik fart for alle frekvenser. Det er ønskelig at frekvensresponsen til absorbatoren er mest mulig lineær i det frekvensområdet vi opererer i. Dette fordi det nettopp er bevegelsene til stemplene som gjør at vi lydbølgene blir absorbert. Styrken på lydbølgene er derfor en avgjørende faktor for om vi absorberer lydbølgene eller om vi genererer ny lyd. Her er en hårfin balansegang som vi må ha full kontroll på.

I den matematiske modellen [1], er det tatt utgangspunkt i at frekvensresponsen er flat og lineær. Det er derfor nødvendig for oss å lage et reguleringsystem for å kompensere for høyttalerelementenes ulinearitet.

Lineariseringen kan gjøres på to måter. Det kan gjøres digitalt ved hjelp av DSPen, eller det kan gjøres analogt ved å bygge det inn i effektforsterkeren som driver høyttalerelementene.

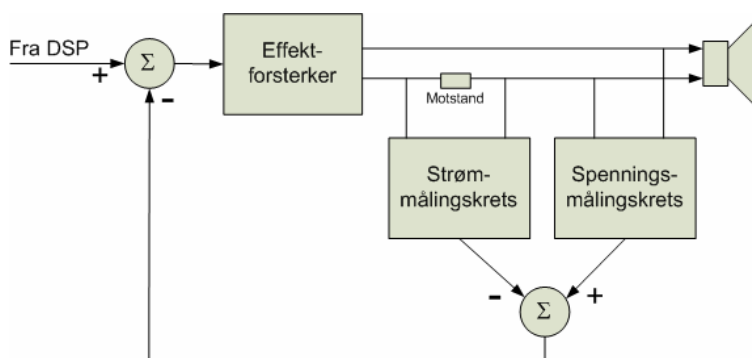
Den analoge løsningen går ut på å legge inn en tilbakekopling i effektforsterkeren som brukes for å drive høyttalerelementene. Med tanke på vår oppgave som er å

se om prinsippet i [1] fungerer i praksis, og at vi likevel trengte forsterkere for å drive høyttalerelementene, ble den analoge løsningen valgt.

Den digitale løsningen innebærer at en må kople seg inn etter effektforsterkeren i sløyfen som går til høyttaleren, og sende dette inn på DSPen som en tilbakekopling. Dette signalet må så trekkes i fra det opprinnelige signalet som kom ut av DSPen, slik at en får en kompensering for linearitetsfeilen i høyttalerelementene. Dette krever at en må bruke en ekstra A/D- og D/A-konverter per kanal. Den digitale løsningen blir derfor betydelig mer avansert enn den analoge.

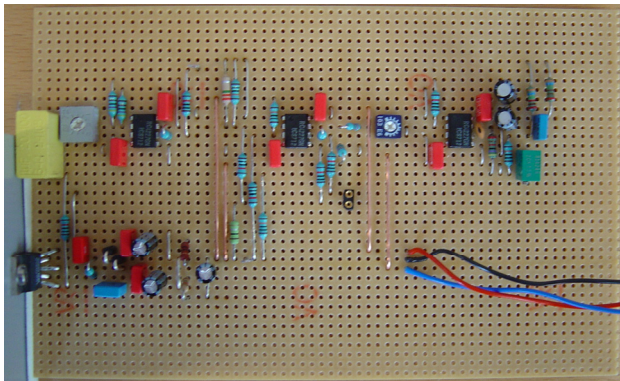
6.2.2 Virkemåte til lineariseringskretsen

Inn på lineariseringskretsen kommer signalet fra DSPen. Dette signalet blir forsterket i effektforsterkeren og sendt ut til høyttalerelementet. Vi måler så spenningen som går ut til høyttalerelementet, og strømtrekket. Ut av differansen mellom spenningen og strømmen kan vi beregne farten på høyttalerelementets spole. Differansen blir så trukket i fra signalet som kommer fra DSPen. På denne måten får vi kontroll på utsvingene til høyttalerelementets spole, og farten.



Figur 59 Blokkkjema av lineariseringskrets

Siden vi har to høyttalerelementer må vi ha to lineariseringskretser. Kretsene er ikke koplet sammen på noen annen måte enn at de har felles strømforsyning. Vedlagt på CDen ligger koplingskjema og kretskortutlegg over lineariseringskretsene. For å ha mulighet til å gjøre endringer på kretsene underveis, ble det benyttet Veroboard som kretskort. Paul Bjørn Andersen har stått for ideen og førsteutkastet av koplingskjemaet til kretsene. Vi har stått for planlegging av kretskortutlegg, bygging av kretsene og det endelige koplingskjemaet.



Figur 60 Bilde av lineariseringskrets

I førsteomgang ble det bygd én lineariseringskrets som ble brukt til testing. Denne ble det gjort mye endringer på for å få den stabil, og for å få den til å fungere slik den skulle. Ut i fra erfaringene vi hadde gjort med denne, bygde vi to nye lineariseringskretser etter et oppdatert koplingskjema og kretskortutlegg. Figuren over viser den ene av lineariseringskretsene slik de ble til slutt.

6.3 Programkoden

For å komme i gang med programmeringen, har vi tatt utgangspunkt i et kodeeksempel som fulgte med DSP settet. Eksempelet er laget av Texas Instruments, og oppbygningen er beskrevet i boken "eXpressDSP for Dummies" [15], som også fulgte med DSP settet. Eksempelet går ut på å sende lyd gjennom DSPen, der vi har mulighet til å regulere volumet på hver av de to kanalene, og legge inn et lavpassfilter og et høypassfilter. I eksempelet er det benyttet filterkoeffisienter i heltall, og filtrene er basert på FIR filter. Siden vi ønsket å bruke flyttall i stedet for heltall, har det vært nødvendig å foreta en del endringer relatert til dette.

6.3.1 DSPLib

Texas Instruments har laget et bibliotek som inneholder mange av de vanlige filterstrukturene som er benyttet i DSP sammenheng. Dette biblioteket kalles DSPLib. Vi bestemte oss tidlig for å bruke dette biblioteket, fordi algoritmene er skrevet i Assembly. Vi antok at algoritmene var mer effektive og kunne påvirke prosesseringstiden i DSPen.

Vi laget så et testprogram for å teste ut FIR filter og IIR filter algoritmene i DSPLib. Det viste seg da at disse filtrene ikke fungerte slik de var beskrevet. I tillegg har ikke DSPLib et FIR filter som kan prosessere en sampelblokk som inneholder færre sampel enn lengden på filteret. DSPLib beskriver et filter som har rammelengde er større enn antall koeffisienter. På grunn av disse problemene med DSPLib, har vi derfor valgt å lage de digitale filtrene selv. Filtrene er skrevet i C og ikke i Assembly, noe som setter større krav til effektivitet i kompilatoren som Code Composer Studio benytter. Utvikleren må håndtere minnebruk uavhengig av om DSPLib benyttes eller ikke.

Vi har valgt å sette rammelengden til to sampler, forsøk som ble gjort med rammelende på ett sampel viste at systemet ikke håndterte dette riktig. Grunnen til det kan være enten at pipen ikke blir ferdig på en klokkesyklus, eller en konflikt på bufferet mellom A/D-konverteren og pipen.

6.3.2 FIR filter koden

FIR filter metoden vi har laget, har vi kalt for `FIR_apply()`, og ligger i FIR klassen. Den tar inn en blokk med sampler, som legges inn i historie tabellen, med det nyeste samplet nederst i tabellen. Deretter blir ett og ett av de nye samplene kjørt gjennom filteret. Hvert sampel blir multiplisert med tilhørende koeffisient, før alle de behandlede samplene blir summert sammen, og sendt ut. Deretter flyttes alle samplene ett hakk videre i filteret. Dette gjentas så mange ganger som det er sampler i blokken. I vårt tilfelle er dette to ganger.

```

extern void FIR_apply(FIR_params params,float in[],float out[])
{
    float *src = params.history;          /* peker til bufferet som holder dataene i filteret fra forrige
gang */
    float *dst = out;                    /* peker til ut bufferet */
    float *koffPkr = params.coeffPtr;    /* peker til koeffisient tabellen */
    int fLNg = params.filterLen;         /* bestemmer lengden på filteret */
    int rLNg = params.frameLen;          /* bestemmer lengden på rammen som sendes inn i filteret
*/
    int i;
    /* legger inn nye sampel i bunnen av historie tabellen*/
    for(i=0;i<=rLNg;i++)
    {
        src[fLNg+i] = in[i];
    }
    /*kjører fir algoritmen*/
    /*
        src      <=> betyr historie altså verdiene inne i filteret
        koffPkr <=> betyr peker til koeffisient tabellen
        dst      <=> betyr peker til ut tabellen
        fLNg     <=> betyr lengden av filteret, antall taps
        rLNg     <=> betyr lengden på rammen, antall sampel
    */
    FIRFilter(src,koffPkr,dst,fLNg,rLNg);
}

void FIRFilter(float history[], float koff[], float out[] , int nkoeff, int rleng ){
    int i,j,step;
    float sum;
    step = rleng + nkoeff;
    /* løkken går likemange ganger som rammelengden*/
    for(i=0;i<rleng;i++)
    {
        sum = 0;
        /* regner ut verdiene i filteret sample * koeffesienter */
        for(j=0;j<nkoeff;j++)
        {
            sum+=history[nkoeff-j]*koff[j];
        }
        out[i] = sum;
        /* flytter alle samplene i historie tabellen opp ett nivå */
        for(j=0;j<step;j++){
            history[j] = history[j+1];
        }
    }
}

```

Figur 61 FIR filter koden

Metoden som er ”extern” kalles når filteret skal kjøres. Den prosessen som kaller metoden sender med de parametrene som må opprettes når FIR filteret opprettes, parametrene er knyttet til kun et enkelt filter og inneholder:

- koeffisienttabellen
- lengden på rammen
- lengden på filteret

I tillegg sendes det med en tabell som inneholder de nye samplene, og en tabell som de ferdig beregnede samplene skal legges inn i.

6.3.3 IIR filter koden

Siden IIR filterets størrelse ikke kan lages dynamisk på lik linje som ved et FIR filter, har vi valgt å bruke annen ordens IIR filter som utgangspunkt. Ved behov for filtre av høyere orden, har vi satt sammen flere annen ordens filter. For eksempel vil vi kunne lage et fjerde ordens filter ved å bruke to annen ordens filter.

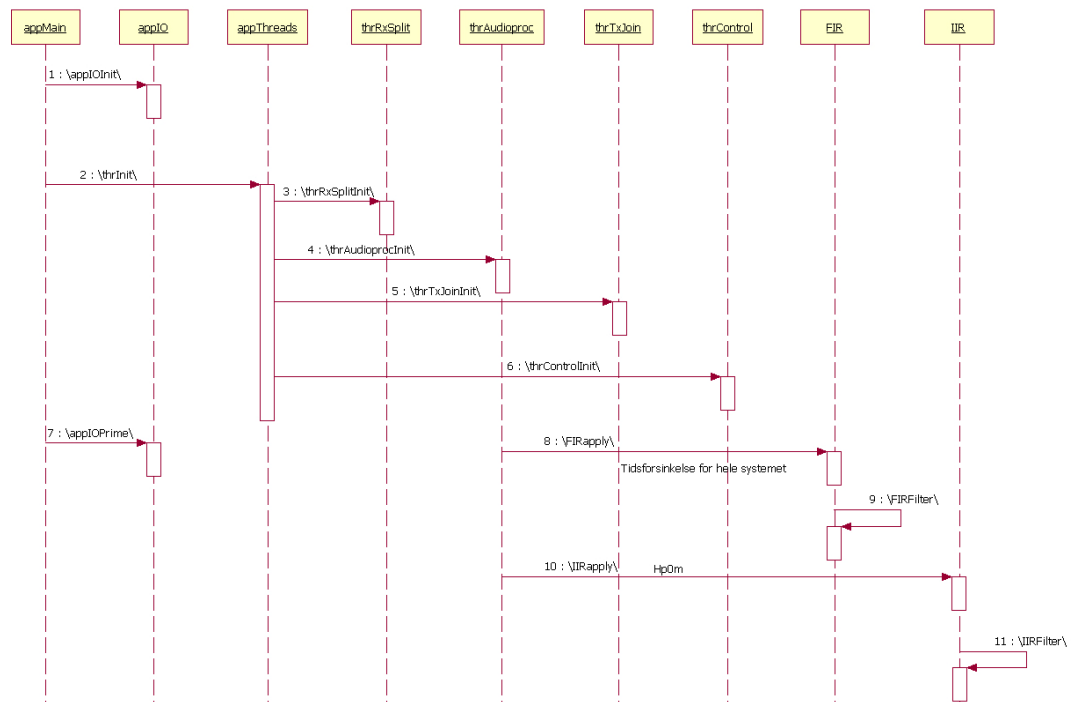
IIR filter metoden har vi kalt for IIR_apply, og ligger i IIR klassen. Den tar inn en blokk med to sampler på samme måte som FIR metoden. Sampelet ut er en sum av det nyeste sampelet multiplisert med sin koeffisient og det sampelet som ligger i den eldste historie posisjonen. Deretter beregnes det nye historie sampler. Dette gjentas for så mange sampler det er i blokken.

```
extern void IIR_apply(IIR_params params,float in[],float out[])
{
    float *src = params.history;          /* peker til bufferet som holder dataene i filteret fra forrige
gang */
    float *koffPkrA = params.coeffPtrA;   /* peker til koeffisient tabellen som holde A dataene*/
    float *koffPkrB = params.coeffPtrB;   /* peker til koeffisient tabellen som holde B dataene*/
    int rLng = params.frameLen;          /* bestemmer lengden på rammen som sendes inn i filteret
*/
    /*kjører fir algoritmen*/
    IIRFilter(in,koffPkrA,koffPkrB,out,rLng,src);
}
void IIRFilter(float in[], float koefA[], float koefB[], float out[], int rleng, float history[])
{
    int i;
    for (i = 0; i < rleng; i++)
    {
        out[i] = (koefB[0] * in[i]) + history[0];
        history[0] = (koefB[1] * in[i]) - (koefA[0] * out[i]) + history[1];
        history[1] = (koefB[2] * in[i]) - (koefA[1] * out[i]);
    }
}
```

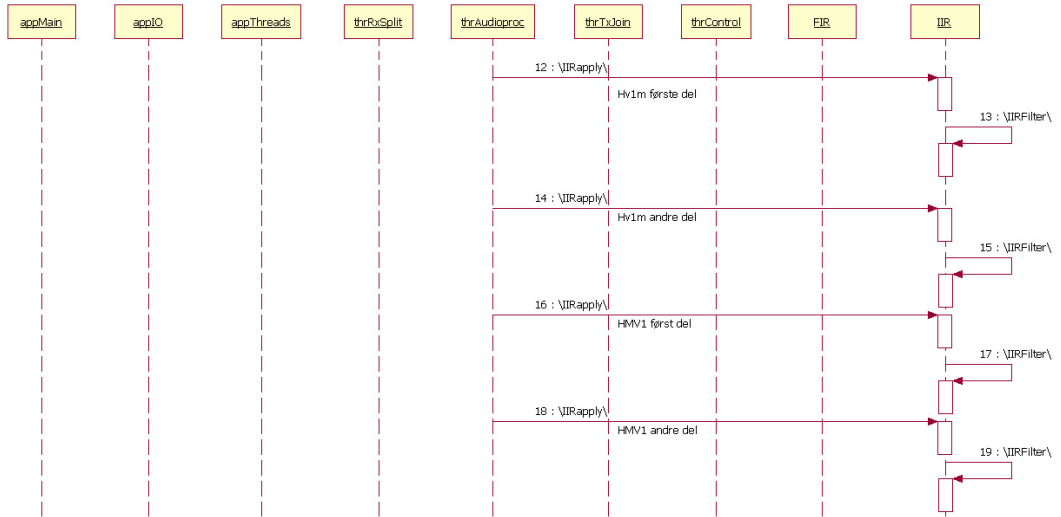
Figur 62 IIR filter koden

6.3.4 Sekvensdiagram

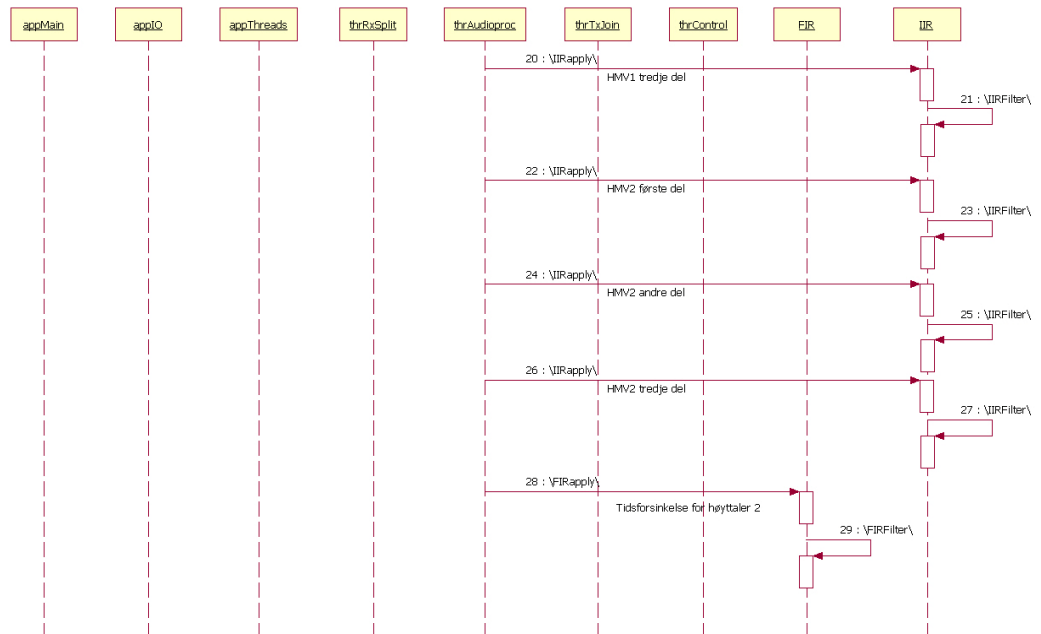
Sekvensdiagrammene nedenfor viser gangen i programmet. Programmet starter i appMain.c, som vist i sekvensdiagrammet. Metodekallene er nummerert etter rekkefølgen. Programmet går i loop fra den 8.sekvensen til den 29. sekvensen. Det som skjer i den sekvensen er at DSPen leser fra A/D-konverteren, prosesserer samplene gjennom filterkjeden, og sender resultatet ut på D/A-konverteren.



Figur 63 Sekvensdiagram, del 1



Figur 64 Sekvensdiagram, del 2



Figur 65 Sekvensdiagram, del 3

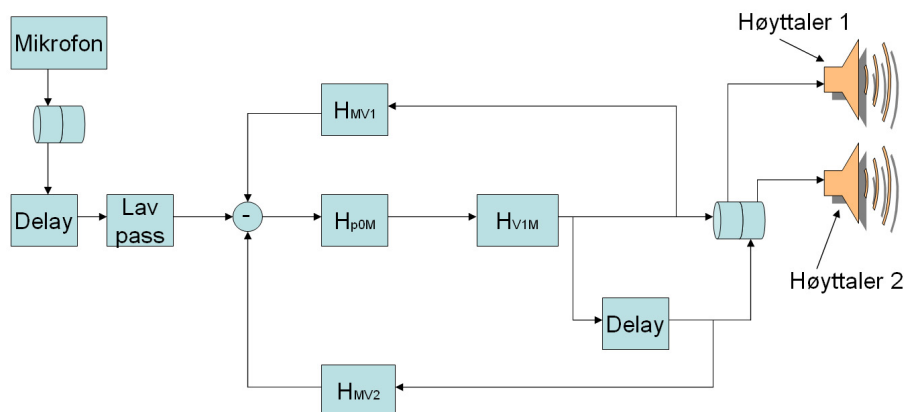
6.4 Beskrivelse av systemet

Vi har valgt å kjøre på 32 000 Hz samplingsfrekvens. Ut fra Shannons samplingsteorem kan det virke som en noe høy samplingsfrekvens siden vi begrenser båndbredden til langt under 2 000 Hz. Det er to grunner til at vi har valgt denne samplingsfrekvensen.

1. D/A og A/D konverterne i DSPen støtter 8 000 Hz og 32 000 Hz ikke noe innimellom disse to.
2. Ved å bruke høy samplingsfrekvens kan signalene beskrives nøyere.

I følge Shannon, ville det også vært tilstrekkelig å bruke 8 000 Hz samplingsfrekvens, men det vil trolig beskrive støyen for dårlig. Problemet med å øke samplingsfrekvensen er at de digitale filtrene blir større for å beholde samme formen på kurven.

Figuren under viser signalgangen gjennom DSPen. Det analoge signalet går inn på A/D- konverteren som kjører på 32 KHz samplingsfrekvens, og 16 bit koding. Systemet er basert på pipelining, dette er en form for tråder, men er mer effektivt enn tradisjonell trådprogrammering.

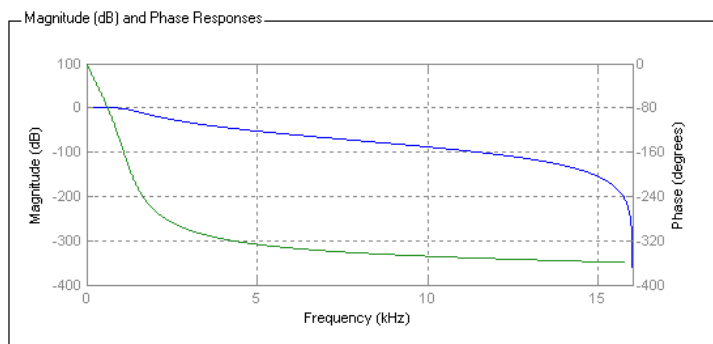


Figur 66 Systemoversikt

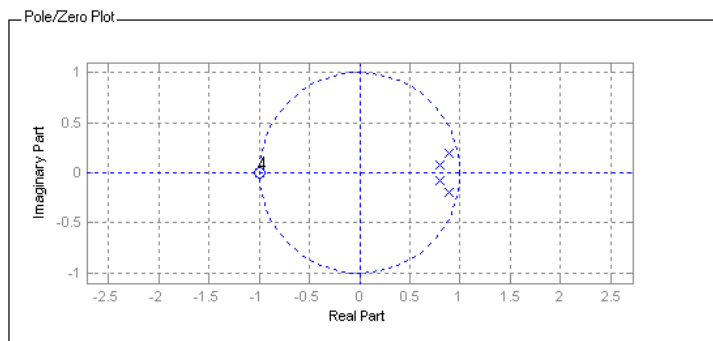
Som vist i figuren over, bruker vi bare den ene inngangen på DSPen, der har vi koplet til målemikrofonen. Videre har vi lagt inn en variabel tidsforsinkelse, for å gjøre de øvrige filtrene uavhengige av absorbatorens plassering i forhold til

mikrofonen. En kan da gå ut i fra at avstanden fra mikrofonen til absorbatoren er en fast lengde. Vi har satt denne avstanden til 11,5 cm.

Det første filteret er et lavpassfilter for å båndbegrense båndbredden til systemet vårt. Dette er et fjerde ordens IIR filter som demper frekvenser over 1 200 Hz. Utgangssignalet fra lavpassfilteret legges i et midlertidig buffer. Frekvens- og faseresponsen, og poler- og nullpunktdiagram til det realiserde lavpassfilteret, er vist i figurene under.

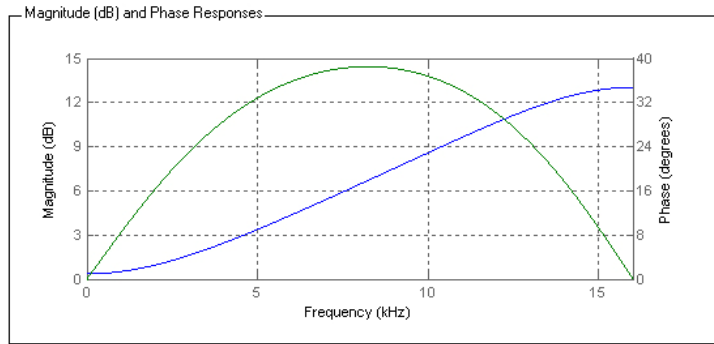


Figur 67 Realisert frekvens- (blå) og faserespons (grønn) til lavpassfilteret

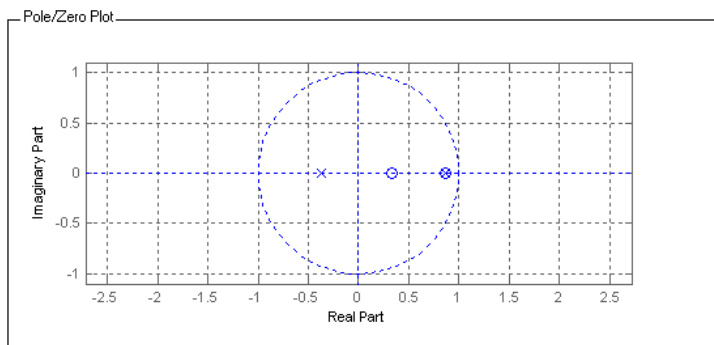


Figur 68 Poler (X) og nullpunktdiagram (0) til lavpassfilteret

Videre går signalet inn på H_{p0M} filteret, som skal kompensere for refleksjoner fra absorbatoren, samt den faste transportforsinkelsen fra mikrofon til absorbatoren på 11,5 cm. Filteret vi har laget har følgende frekvens- og faserespons, og poler- og nullpunktdiagram:

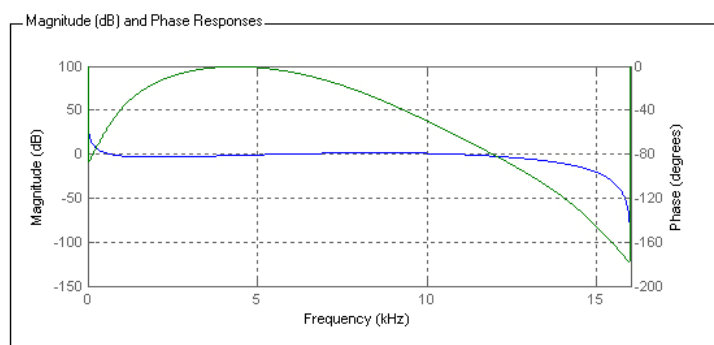


Figur 69 Realisert frekvens- (blå) og faserespons (grønn) til H_{p0M}

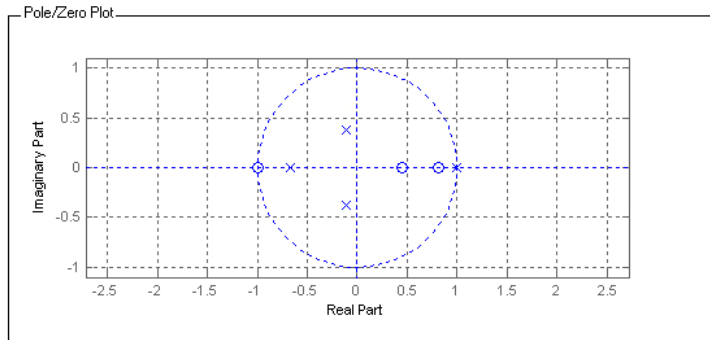


Figur 70 Poler (X) og nullpunktdiagram (O) til H_{p0M}

Fra H_{p0M} går signalet til H_{V1M} , som kompenserer for høyttalerelementenes transferfunksjon, og beregner ønsket stempelhastighet, ut fra lydtrykket til den innfallende bølgen.



Figur 71 Realisert frekvens- (blå) og faserespons (grønn) til H_{V1M}



Figur 72 Poler (X) og nullpunktdiagram (O) til H_{V1M}

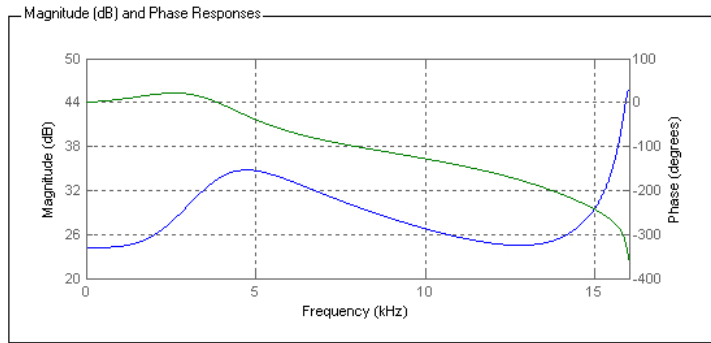
Signalet ut fra H_{V1M} blir splittet i tre grener, der den ene går til D/A-konverteren og ut til høyttalerelement 1 i absorbatoren, det andre går innom en tidsforsinkelse før den også sendes til D/A-konverteren og ut til høyttalerelement 2 i absorbatoren, og det tredje blir sendt til H_{MV1} .

Hvis vi ser på tidsforsinkelsen mellom de to høyttalerne i absorbatoren, skal den gjenspeile den akustiske avstanden som vi antar vil ligge mellom cirka 5 - 14 cm. Når det benyttes 32 kHz samplingsfrekvens vil et sampel tilsvare en tidsforsinkelse på cirka 1 cm.

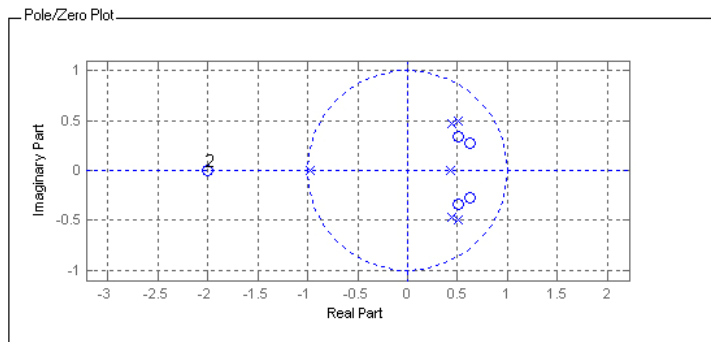
$$\frac{f_s}{c} = \frac{32000 \text{ sampler/s}}{331 \text{ m/s}} \approx 100 \text{ sampler/m} = 1 \text{ sampel/cm}$$

Det betyr at det må være mulighet for å tidsforsinke den ene høyttaleren opptil 14 sampler. Til denne oppgaven har vi brukt et FIR filter der alle koeffisientene er null, unntatt den siste, som vi setter til -1, dermed blir signalet tidsforsinket og invertert.

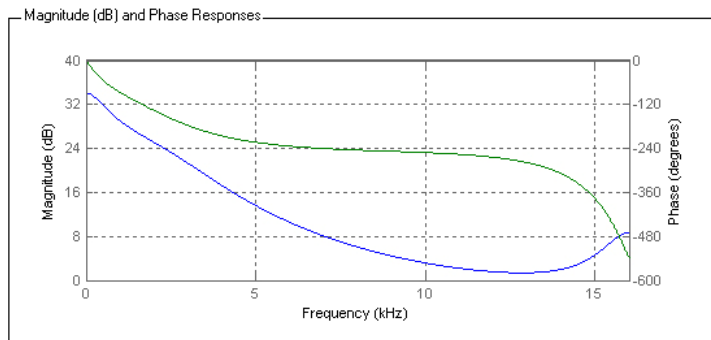
Filtrene H_{MV1} og H_{MV2} , beregner lydtrykket i mikrofonens posisjon som skyldes bevegelser fra henholdsvis høyttalerelement 1 og 2. Dette blir sendt tilbake og trukket i fra mikrofonsignalet, slik at dette ikke blir kompensert for en gang til. Som vi var inne på i kapittel 4, kan H_{MV1} og H_{MV2} kombineres til et felles filter, H_{MV} . Vi har simulert i MatLab, men vi har ikke klart å realisere dette.



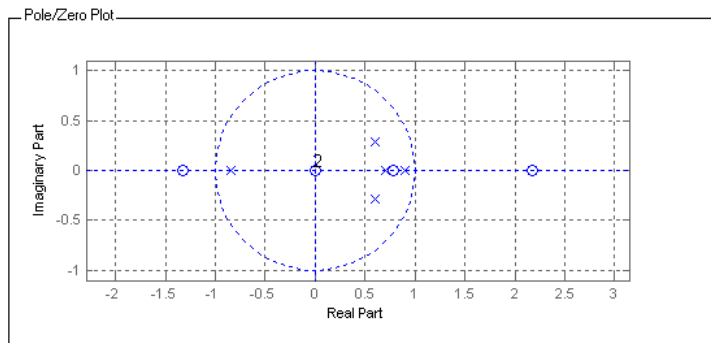
Figur 73 Realisert frekvens- (blå) og faserespons (grønn) til H_{MV1}



Figur 74 Poler (X) og nullpunktdiagram (0) til H_{MV1}



Figur 75 Realisert frekvens- (blå) og faserespons (grønn) til H_{MV2}

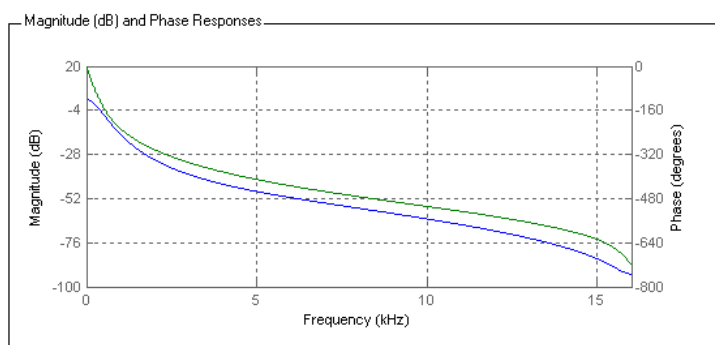


Figur 76 Poler (X) og nullpunktdiagram (O) til H_{MV2}

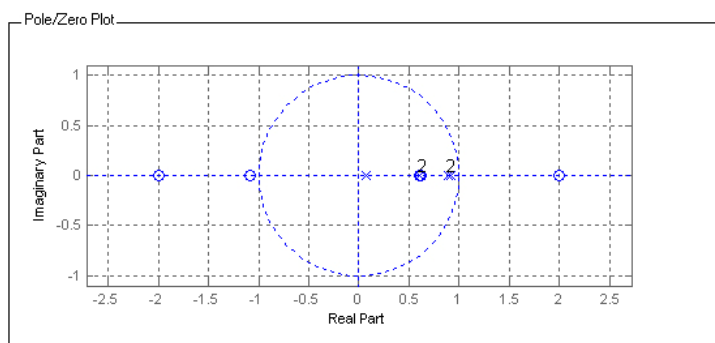
Det som alle filtrene vi har laget har til felles, er at det er svært viktig at frekvens- og faseresponsen er så godt etterliknet de virkelige transferfunksjonene som mulig. Dette på grunn av at lydbølgene fra høyttalerne i absorbatoren skal møte lydbølgene fra støykilden på riktig tidspunkt og med riktig lydtrykk. Dersom frekvens- og faseresponsen ikke stemmer, vil dette føre til mindre reduksjon av lydbølgene, eller i verste fall bidra til økt akustisk støy.

6.5 Transferfunksjon for å erstatte målemikrofonen

I tillegg til de filtrene vi nå har presentert, har vi laget et filter for å etterligne transferfunksjonen fra støygeneratoren, til mikrofonens posisjon. Ved å gjøre dette, slipper vi å bruke målemikrofon. Vi unngår dermed problemer med refleksjon og andre påvirkninger i røret. Når vi bruker denne transferfunksjonen, må vi også ta bort tilbakekoplingen som går gjennom H_{MV1} og H_{MV2} .



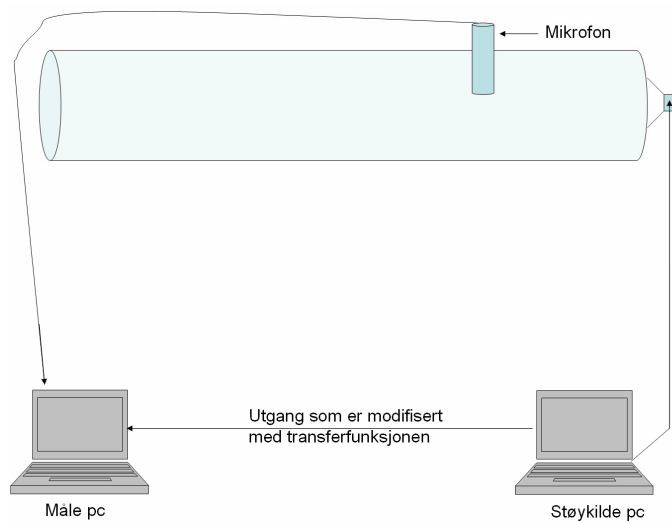
Figur 77 Realisert frekvens- (blå) og faserespons (grønn) til transferfunk. fra støykilde til mikrofon



Figur 78 Poler (X) og nullpunktdiagram (0) til transferfunk. fra støykilde til mikrofon

For å finne denne transferfunksjonen, har vi brukt støygeneratorprogrammet. Ved å sende ut støysignal til høyttalerelementet som står som støykilde på den ene lyd kortkanalen, og kople en annen PC til den andre kanalen, kan vi fin justere oss frem til en transferfunksjon. Transferfunksjonen vil kun legges inn på det signalet som blir sendt til måle PCen. Denne PCen kjører frekvensresponsprogrammet, slik at vi har mulighet til å sammenligne signalet målt med mikrofonen, og signalet som går igjennom transferfunksjon. Transferfunksjonen justeres inn slik

at den får lik frekvens- og faserespons som signalet vi måler med mikrofonen. Figuren nedenfor viser måleoppstillingen.



Figur 79 Måleoppstilling for å finne transferfunksjonen fra støygenerator til mikrofon

Etterpå ble transferfunksjonen vi har målt, implementert i DSPen, og vi kunne verifisere at denne var riktig.

Da ble oppstillingen endret slik at støysignalet ble sendt inn på DSPen. Der den ene kanalen ble sendt rett gjennom uten noe korreksjon, og videre ut til støykildehøytaleren. Den andre kanalen ble sendt gjennom den målte transferfunksjonen.

En PC ble benyttet for å verifisere dette ved hjelp av frekvensresponsprogrammet. Den ene kanalen på denne PCen ble koblet til DSPens kanal som korrigerer etter transferfunksjonen, og den andre kanalen målte lydtrykket i røret, ved den fastsatte målemikrofonens posisjon.

6.6 Stående bølger

Som nevnt i kapittel 2, må endene av røret impedanstilpasses for at vi skal kunne ta målinger inne i røret. Hvis ikke, vil lydbølgene bli reflekterte inn igjen i røret når de kommer til rørråpningen. Måten vi kan se om vi har stående bølger på, er å sende sinusbølger inn i røret, og måle med en mikrofon flere steder langs røret. Dersom amplituden endrer seg, har vi refleksjoner i form av stående bølger. Dette må gjøres ved flere frekvenser innenfor frekvensområdet.

For å impedanstilpasse røret, ble det i førsteomgang laget noen koniske pappopper som vi fylte med et bomullignende stoff, og satt inn på enden av røret. Impedansen justerte vi ved å tre proppene lengre inn på røret, og ved å endre mengden av det bomullignende stoffet. Det viste seg å være fornuftig å legge dette stoffet litt luftig til å begynne med, for så å pakke det hardere til lengre bort fra røret en kom. Disse pappoppene fungerte veldig bra, og vi fikk redusert standbølgeforholdet i frekvensområdet 250 Hz til 600 Hz, til et minimum. Det ble senere laget en mer anvendelig versjon av proppene, der det ble brukt en trekasse i stedet for papp. Den ble bygget av Knut Øystein Lauvland.



Figur 80 Impedanstilpassningen til røret

Det ble også forsøkt med en innretning for å lede lydbølgene ut av kassene, slik at de ikke ble reflektert inn igjen i røret. Denne viste seg å fungere heller dårlig.

6.7 Adaptivt system

6.7.1 Hvordan få systemet adaptivt

Når systemet skal gjøres adaptivt er det to muligheter som kan velges.

1. Systemet oppdaterer filterkoeffisientene hele tiden.
2. Systemet benytter en innkjøringsfase.

Det første alternativet beskriver hvordan systemet bør fungere som et endelig produkt. Absorbatorenheten skal da kunne plasseres inn i et ventilasjonsrør og justere seg slik at absorbatoren absorberer optimalt hele tiden. Systemet vil da kunne håndtere miljøforandringer som kan forekomme, som for eksempel mikrofonens posisjon endres på grunn av vibrasjoner i røret. Et slikt system kan bygges opp ved hjelp av lærende automater. En Tsetlin lærende automat fungerer slik at den bruker historien til å treffe de beste valgene. Etter hvert som systemet har vært i drift en stund vil valgene som foretas være svært presise. I vårt tilfelle vil valgene bety filterkoeffisienter. Systemet må da kunne sammenligne lydbølgene før og etter absorbatoren, slik at vi må kunne bestemme retningen på støyen på begge sider av absorbatoren. Dersom det forekommer forandringer, vil absorbatoren ikke fungere optimalt og systemet begynner å lete etter nye filterkoeffisienter.

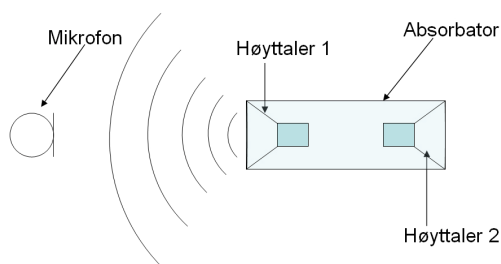
I det andre alternativet benyttes en innkjøringsfase, der systemet utfører en rekke forskjellige målinger og beregninger. Ut fra disse målingene og beregningene finner systemet filterkoeffisienten selv. Et slikt system vil være sårbart for miljøforandringer med mindre en innkjøringsfase kjøres regelmessig.

Når absorbatorsystemet skal videreutvikles er det viktig å ta et steg av gangen, slik at man kan ha oversikt. Derfor vil det være fornuftig å gå veien om et system som har en innkjøringsfase. Vi vil derfor beskrive et slikt system.

6.7.2 Akustisk avstand i et adaptivt system

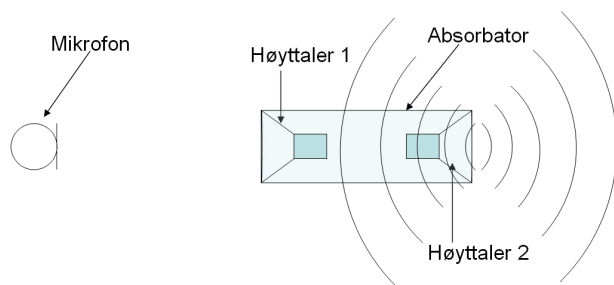
Siden absorbatorens lengde, og høyttalertype i absorbatoren er velkjent, vil det være mulig å sette verdien til den akustiske avstanden på forhånd. Men det vil heller ikke være problematisk å finne denne verdien.

Ved å la høyttaler 1 sende ut et signal, vil det være mulig å måle tidsforbruket fra signalet blir sendt til det måles med mikrofonen.



Figur 81 Adaptiv måling av akustisk avstand 1

Deretter sender høyttaler 2 ut et signal, og også her måles tiden fra det blir generert til det måles med mikrofonen. Ved å sammenligne disse to tidsforbrukene vil vi kunne bestemme avstanden mellom høyttalerne.



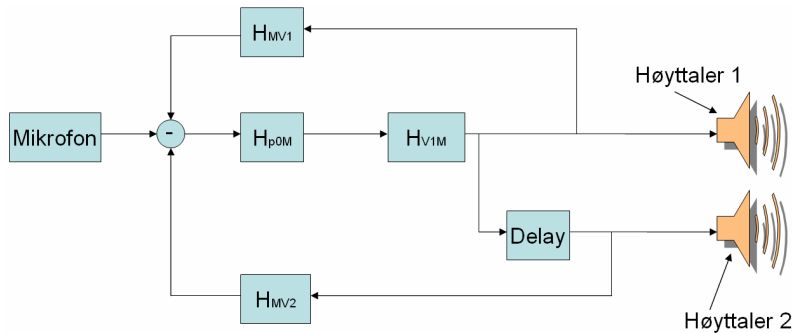
Figur 82 Adaptiv måling av akustisk avstand 2

Tidsforsinkelsen gjøres om til antall sampler etter formelen $f_s \cdot t$, der f_s er samplingsfrekvensen og t er tidsforsinkelsen i sekunder.

Dersom systemet benytter flere mikrofoner, kan resultatet sammenlignes. Dersom den beregnede avstanden ikke er sammenfallende, må målingen gjøres på nytt. Det er mulig at den akustiske avstanden vil variere med frekvensen, derfor vil det være nødvendig å variere frekvensen når denne målingen utføres.

6.7.3 Adaptive filtre i systemet

Figuren under viser de ulike filtrene vi har i systemet vårt.



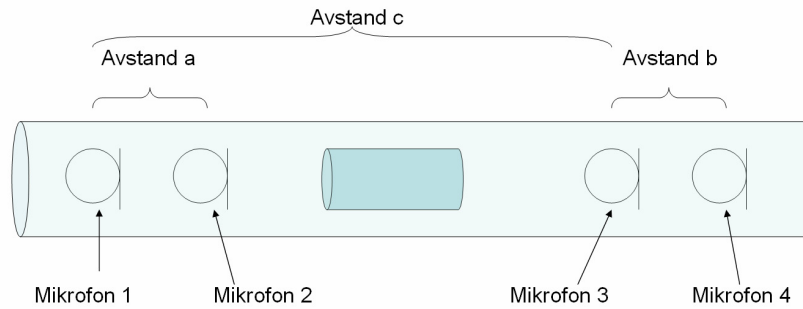
Figur 83 Oversikt over filtrene i systemet

Transferfunksjonen H_{p0M} korrigerer for refleksjoner fra absorbatoren og transportforsinkelse fra mikrofon til absorbatør.

Transportforsinkelsen kan beregnes ved hjelp av høytaler 1 og et signal. Tiden måles fra høytaler 1 påtrykkes et lydsignalet til signalet måles med mikrofonen. Også her må tidsforsinkelsen gjøres om til antall sampler.

En måte å måle refleksjon fra absorbatoren på, er å se på forskjellen til frekvensresponsen foran og bak absorbatoren. Med foran for absorbatoren menes til venstre for høytaler 1, og med bak menes til høyre for høytaler 2. Systemet må kunne bestemme retningen på lydbølgene på begge sider av absorbatoren.

Vi vil ikke gå inn på selve algoritmen for å bestemme retningen på lydbølger, men algoritmen baserer seg på at det som måles med to mikrofoner, der mikrofon 1 tidsforsinkes så lenge som tiden lydbølgene bruker til mikrofon 2. I figuren under er dette kalt avstand a . Det som er likt ved disse mikrofonene, vil da være signalet som beveger seg fra vestre mot høyre, alt det andre vil være refleksjoner.



Figur 84 Mikrofonplasseringer for å finne retningen til støyen

Systemet beregner refleksjoner bak absorbatoren ved hjelp av mikrofon 3 og 4, der avstanden b er kjent. Den beregnede refleksjonen tidsforsinkes avstand c , der vi sammenligner den beregnede refleksjonen til høyre for absorbatoren, med refleksjonen som blir beregnet ved hjelp av mikrofon 1, mikrofon 2 og avstand a . Forskjellen på disse to signalene vil da gi refleksjonen som absorbatoren tilfører.

Det er mulig at absorbatoren vil reflektere det reflekterte signalet, slik at målt refleksjon er større på høyre side av absorbatoren, enn på venstre siden. Vi antar at det andre reflekterte signalet fra absorbatorens høyre side, ikke gir så stort bidrag at det vil være nødvendig å ta med i beregningene.

Transferfunksjonen H_{V1M} beregner ønsket stempelhastighet ut fra lydtrykket i den innfallende bølgen. Denne transferfunksjonen kan måles ved hjelp av en mikrofon som er plassert i nærfeltet til høyttaler 1. Systemet kan da generere lyd signaler innenfor det ønskede frekvensområdet, og beregne transferfunksjonen med grunnlag i forskjellene i det utsendte signalet og det målte signalet.

Transferfunksjonen H_{MV1} beregner lydtrykket i mikrofonens posisjon som skyldes bevegelser fra høyttaler 1. Denne transferfunksjonen kan måles ved at høyttaler 1 sender ut et signal som vi måler med mikrofon 2. Systemet må benytte flere frekvenser for å kunne beregne lydtrykket ved de forskjellige frekvenser.

Transferfunksjonen H_{MV2} beregner lydtrykket i mikrofonens posisjon som

skyldes bevegelser fra høyttaler 2. Denne transferfunksjonen kan måles ved at høyttaler 2 sender ut et signal som vi måler med mikrofon 2. Systemet må benytte flere frekvenser for å kunne beregne lydtrykket ved de forskjellige frekvenser.

Delay-transferfunksjonen tilsvarer den akustiske avstanden mellom elementene. Denne finner vi som beskrevet i kapittel 6.7.2.

Signalene som brukes for å finne de ulike transferfunksjonene, bør for tidsmålinger være pulser, og for de øvrige kan det brukes sinusbølger ved flere frekvenser.

H_{p0M} , H_{MV1} , H_{MV2} og H_{V1M} kan erstattes med den typen adaptivt FIR filter som etterligner en kjent transferfunksjon. Disse transferfunksjonene har vi beskrevet hvordan måles, og dermed kan vi benytte den målte transferfunksjonen som referansesignalet i AFIR filteret.

7 Verifisering av hjelpemidler

For å være sikker på at resultatene vi har fått er riktige, har vi funnet det nødvendig å sjekke alt utstyret vi har brukt grundig for å se om de påvirker resultatet, eller om de avviker fra det som er oppgitt i spesifikasjonene.

Hjelpemidlene vi har tatt for oss er modellutviklerprogrammet, mikrofonene, mikrofonforsterkerne, Cambridge forsterkeren, lineariseringskretsene, det eksterne lydkortet og den digitale lydprosessoren.

7.1 Verifisering av modellutviklerprogrammet

Modellutviklerprogrammet er som nevnt tidligere et program for å kunne finne filterkoeffisienter til filtrene vi skal lage. For å sjekke om filtermodellene som vi skal etterligne samsvarer med den matematiske modellen [1], har vi benyttet MatLab til å foreta de samme beregningene som Ragnar Johnsen har gjort i LabView. Figur 39-42 i kapittel 4 er generert av MatLab ut fra disse beregningene. Ved å sammenligne filtrene med de som vi finner i modellutviklerprogrammet, ser vi at disse er like. Dette verifiserer at modellutviklerprogrammet fungerer slik det skal, og at filterkoeffisientene det genererer er i henhold til den matematiske modellen [1].

MatLab koden ligger vedlagt på CDen under navnet ”MatLabKode.m”. Selve oppbygningen til koden er slik at vi definerer først opp alle variabler og setter disse til de ønskede verdier. Skulle det bli noen endringer av variabelverdiene kan vi enkelt gå inn her og endre de, uten å måtte endre det flere steder i koden. Deretter foretas alle beregninger som trengs. Vi har funnet det fornuftig å ta en del mellomregninger før en beregner transferfunksjonene. Til slutt får vi MatLab til å tegne opp frekvens- og faseresponsen til filtrene.

7.2 Målemikrofonene Behringer ECM8000

Ut fra de tekniske spesifikasjon gitt av Behringer, er mikrofonens frekvensrespons godt beskrevet. Det som hadde vært av interesse å finne ut av for vår del er faseresponsen. Med faserespons til en komponent, mener vi avviket på signalet vi tar inn, og det som sendes ut. Vi har vært i kontakt med Behringer for å få informasjon om dette, men de hadde ingen opplysninger på dette, for denne mikrofonen.

For å måle faseresponsen selv, er vi avhengig av å ha en annen mikrofon som vi kjenner faseresponsen på, og se på avviket mellom målingene de tar. Vi har dessverre ikke klart å skaffe en mikrofon med slik informasjon for å gjøre dette. Uansett vil det trolig være lite avvik i det frekvensområdet vi opererer i.

7.3 Lydkortet M-audio FireWire solo

For å finne ut om det er noe avvik mellom de ulike inngangene på lydkortet, har vi tatt en måling der vi bruker to mikrofoner plassert tett inntil en høyttaler, koplet til hver sin inngang. I det ene tilfellet har vi brukt en mikrofonforsterker til hver av mikrofonene, og koplet de til linjeinngangene i bakkant av lydkortet. I det andre målingen, koplet vi den ene mikrofonen direkte inn på mikrofoninngangen i fronten, og den andre mikrofonen koplet til linjeinngang i fronten, via en mikrofonforsterker. På PCen kjørte vi oscilloskopprogrammet der vi studerte avviket mellom de to signalene. Begge disse målingene viste at avviket i frekvens- og faseresponsen mellom de ulike inngangene er neglisjerbar.

7.4 Mikrofonforsterkerne Behringer Tube Ultragain mic100

På verifikasjonsmålingene foretatt på M-Audio lydkortet, brukte vi Behringer Tube Ultragain mic100 mikrofonforsterkere. Ut fra den siste målingen der vi koplet en mikrofon direkte til lydkortet og den andre via en Behringer

mikrofonforsterker, fikk vi verifisert at det heller ikke er avvik i mikrofonforsterkerne.

7.5 Behringer DEQ2496

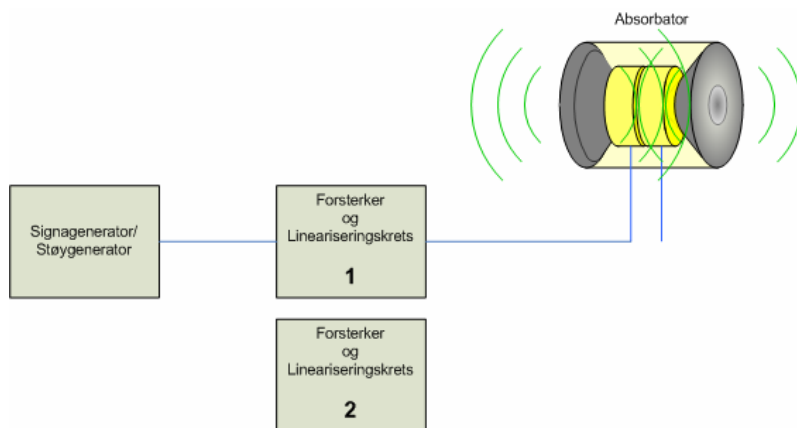
Siden Behringer DEQ2496 er en digital signalprosessor på lik linje med den vi bruker, vil den gi en viss tidsforsinkelse av signalet som går gjennom. Hvor mye, avhenger av hvilke innstillinger som er satt. Vi har brukt de samme innstillingene hver gang vi har kjørt signal gjennom denne enheten. Derfor vil vi i våre målinger kunne gå ut fra et fast tall på denne forsinkelsen. For å finne denne forsinkelsen kjørte vi oscilloskopprogrammet på PCen og tok signalene inn via M-Audio lydkortet. Det ene signalet gikk gjennom Behringer DEQ2496, og det andre direkte til lydkortet. Avviket mellom de signalene ble målt til $725 \mu\text{s}$, noe som tilsvarer 24 cm. Vi har som sagt mulighet til å justere tidsforsinkelsen et signal skal ha gjennom enheten, men tidsforsinkelsen på $725 \mu\text{s}$ kommer i tillegg til dette.

7.6 Cambridge Audio A300

Denne forsterkeren brukes i utgangspunktet til å drive støykilden, og av den grunn trenger vi egentlig ikke å kjenne til eventuelle tidsforsinkelser, ulinearitet i fasen, og liknende. Men siden vi har brukt den inni mellom til å drive absorbatoren, har vi tatt en del målinger på dette likevel. Det vi har funnet ut er at forsterkeren gir ikke tidsforsinkelse i form av fasedreining, men den inverterer signalet hvis vi velger å kjøre signalet direkte igjennom den. Hvis vi heller velger å kjøre signalet via tone- og basskontrollene, blir ikke signalet invertert.

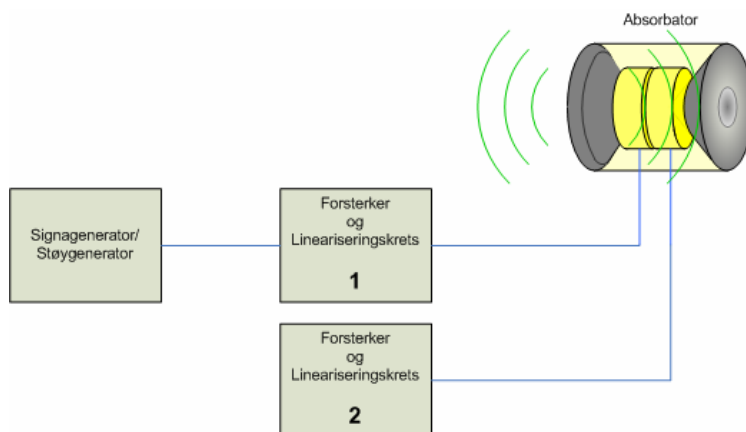
7.7 Verifisering av lineariseringskretsene

For å verifisere at lineariseringskretsene fungerer slik de skal, har vi brukt følgende måleoppstillinger:



Figur 85 Høytalerelement 1 tilkoplek lineariseringskrets, høytalerelement 2 frakoplek

Som figur 85 viser, prøvde vi først med den ene kretsen koblet til en signalgenerator, og den andre utkoplek. Det elementet som ikke hadde noen krets tilkoplek, fulgte da det andre høytalerelementets bevegelser på grunn av lufttrykket inne i absorbatoren.



Figur 86 Både høytalerelement 1 og 2 tilkoplek lineariseringskretser

Deretter koplek vi det andre høytalerelementet til den andre lineariseringskretsen, uten å ha noe signal på inngangen, som vist i figur 86. Det som skjedde nå var at det ene høytalerelementet som var tilkoplek kretsen med innsignal bevegede seg,

mens det andre stod helt stille. På denne måten fikk vi bevist at lineariseringskretsene fungerer slik det var tenkt.

Denne verifikasjonsmålingen ble gjort før tomrommet i absorbatoren ble fylt med bomullignende stoff, slik at en virkelig kunne se hvor effektivt dette virket. Et lite problem som dukket opp som følge av dette var at selv om spolen i høyttalerelementet stod helt stille, vibrerte membranen og opphenget en del i de høyeste frekvensene i frekvensområdet vårt.

Denne metoden brukte vi også for å finjustere lineariseringskretsene til høyttalerelementene. Ingen elementer er 100 % like, og for å oppnå best mulig virkning av lineariseringskretsene justerte vi forsterkningen i strømmålingskretsen slik at nivået ble mest mulig likt med spenningsmålingskretsen. Grovjusteringen ble gjort ved hjelp av et oscilloskop, men når avvikene blir svært små er ikke oscilloskopet godt nok lengre. Måten vi gjorde dette på da var å holde en finger på membranen til det høyttalerelementet som skulle stå stille, og justerte forsterkingen til vi kjente at spolen stod helt stille. Det ble vurdert å bruke en platespillerstift for å kunne måle og justere dette enda mer nøyaktig, men marginene ble så små at dette ble ikke nødvendig.

8 Resultater

I vår oppgave har vi hovedsakelig konsentrert oss om frekvensområdet fra 200 Hz til 600 Hz. Grunnen til at vi har valgt 200 Hz som nedre grense, er at absorbatoren har en del begrensninger i dette frekvensområdet, og at det er vanskelig å få kontroll over standbølgeforholdet. Over 600 Hz begynner absorbatoren å bli ulineær.

8.1 Den akustiske avstand i absorbatoren

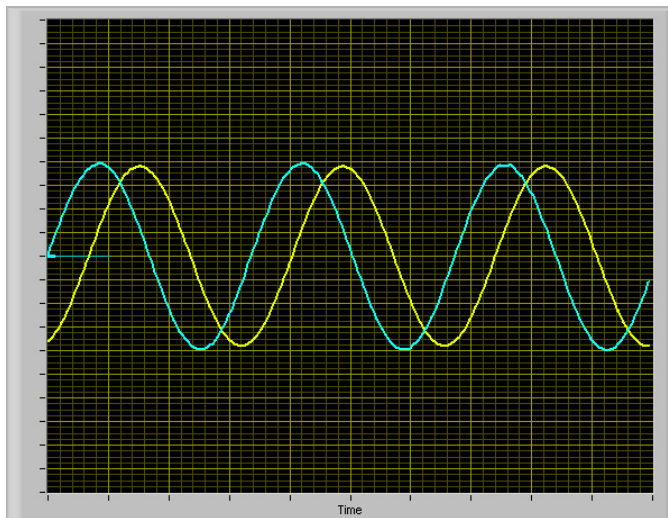
Den akustiske avstanden mellom de to høyttalerne i absorbatoren er en parameter som er viktig å finne. Det er fordi denne avstanden inngår i den matematiske modellen, og når vi skal realisere de forskjellige filtrene, må vi ha på plass denne verdien. Signalet til det ene høyttalerelementet skal altså forsinkes i forhold til det andre, like lenge som lydbølgene bruker på å forflytte seg denne avstanden. Blir den akustiske avstanden satt til en feil verdi, kan høyttalerne motarbeide hverandre, og i verste fall generere støy istedenfor å absorbere støy.

Det har vist seg å være vanskeligere å finne denne avstanden enn tidligere antatt. Mye på grunn av at det har vært et standbølgeforhold i røret, som har ført til at lydbølgene reflekteres når de når enden av røret, og målingene blir svært vanskelig å tolke. Vi har brukt mye tid på å finne den akustiske avstanden. Det har blitt målt på absorbatoren både i og utenfor røret, og vi har vært mye plaget av refleksjoner som har ødelagt målingene. Ved noen frekvenser har det vist seg at avstanden er ca 3 cm, og ved andre frekvenser har det sett ut som den akustiske avstanden er over 1,60 m. Det er ganske mye som tyder på at disse målingene gir et feil bilde av akustisk avstand, siden den fysiske avstanden mellom høyttalerelementene er på 5 til 14 cm, avhengig av hvor på de koniske høyttalerelementene vi måler. Det er en mulighet at lydbølgene genereres på forskjellige steder på membranen avhengig av frekvensen, slik at vi må godta litt avvik på avstanden ettersom frekvensen forandrer seg.

Når vi fikk kontroll på standbølgeforholdet, og redusert dette, ble det betraktelig lettere å finne fornuftige resultat for den akustiske avstanden. Vi har prøvd mange ulike måleoppstillinger for å finne denne avstanden, men velger å presentere kun de to som har gitt de mest fornuftige resultatene.

8.1.1 Akustisk avstand ut fra minimum, metode 1

Første metode går ut på å finne et minimumspunkt i amplituden, der det ene høyttalerelementet lydbølger faser ut det andre høyttalerelementets lydbølger. Dette er en metode som følger motfaseprinsippet. Måten forsøket ble utført på, var at det ble sendt inn en ren sinusbølge på det høyttalerelementet nærmest mikrofonen, for så å bruke oscilloskopprogrammet til å se hvor mange grader forskjell det var på signalet sendt inn på høyttalerelementet, og på signalet målt med mikrofonen. Deretter ble det samme signalet sendt inn på høyttaleren lengst borte fra mikrofonen.



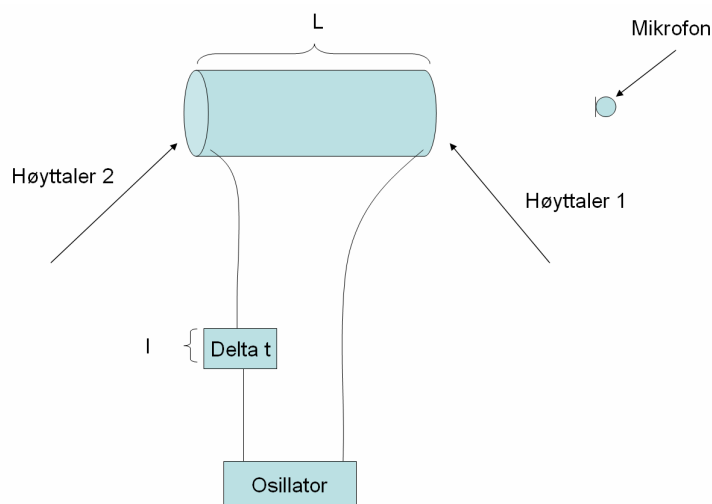
Figur 87 Akustisk avstand måling etter metode 1

Ved å finne et minimum skal dette signalet være 180 grader faseforskjøvet i forhold til første måling. Dette kan uttrykkes som $l + L = 180$ grader, der l er lengden på tidsforsinkelsen, og L er den akustiske avstanden. 180 grader er det samme som en halvbølgelengde, $\frac{\lambda}{2}$. Dermed blir likningen: $l + L = \frac{\lambda}{2}$ eller

$l + L = \frac{c}{2f}$, der c er lydshastigheten og f er frekvensen på sinusbølgen som sendes inn i røret. Snur vi på dette, får vi følgende likning for den akustiske avstanden:

$$L = \frac{c}{2f} - l$$

Måleoppstillingen vi har brukt er vist i figuren under.



Figur 88 Måleoppstilling for måling av akustisk avstand etter metode 1

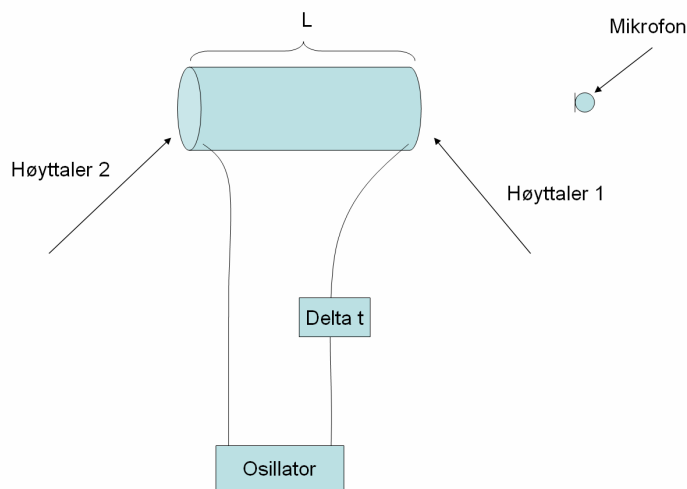
Målingene ble tatt ved flere frekvenser, slik at det kan sies med større sikkerhet om det er den ene eller andre avstanden som er mest passende. Tabellen under viser resultatet etter målingen.

Tabell 4 Akustisk avstand etter metode 1

<i>Frekvens i Hz</i>	<i>l i meter</i>	<i>L i meter</i>
200	0,96	-0,13
250	1,45	-0,79
300	0,58	-0,28
400	0,40	0,14
500	0,27	0,61
600	0,18	0,10

8.1.2 Akustisk avstand ut fra maksimum, metode 2

Metode 2 går ut på å finne tidsforsinkelsen på den ene høyttaleren slik at amplitudens maksimum fra høyttalerelement 1, blir sammenfallende med amplitudens maksimum fra høyttalerelement 2. Da må den variable tidsforsinkelsen flyttes over til høyttalerelement 1. Tidsforsinkelsen, l , vil være lik den tiden lyden trenger for å flytte seg fra høyttalerelement 2 til høyttalerelement 1, altså L .



Figur 89 Måleoppstilling for måling av akustisk avstand etter metode 2

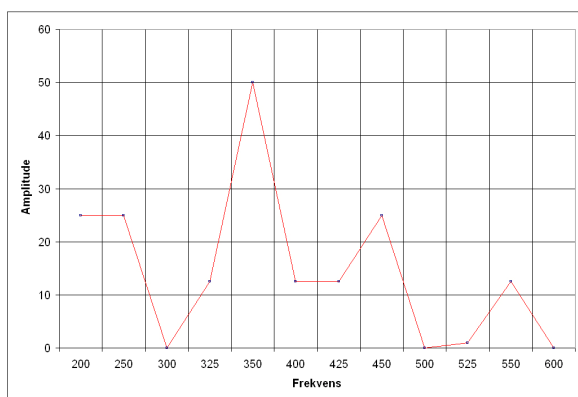
Målingene ble denne gang tatt med et større utvalg av frekvenser, slik at det kan sies med enda større sikkerhet om det er den ene eller andre avstanden som er mest passende. Tabellen under viser resultatet etter målingen.

Tabell 5 Akustisk avstand etter metode 2

<i>Frekvens i Hz</i>	<i>Avstand til maksimum (akustisk avstand) i meter</i>
200	1,62
250	1,31
300	1,08
315	1,04
350	0,01
400	0,06
425	0,08
450	0,10
500	0,10
525	0,10
550	0,10
600	0,10

8.2 Refleksjoner fra absorbatoren

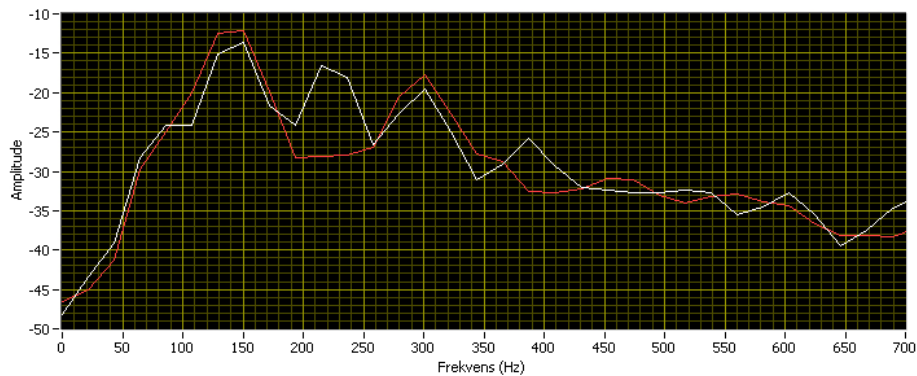
Lydbølgene som sendes ut fra støykilden, vil kunne bli reflektert tilbake fra absorbatoren. Filteret H_{p0M} skal som nevnt kompensere for dette. Vi har prøvd å måle hvor mye denne refleksjonen utgjør i røret, ved å måle amplitude og fase, både når absorbatoren står i røret og ikke i røret. Resultatet er vist i figuren under, der amplitudens skala er lineær.



Figur 90 Målt H_{p0M}

8.3 Lydbølger fra absorbator mot støykilde

Modellen som er beskrevet i [1], tar høyde for at lydbølger fra absorbatoren også vil sendes tilbake til støykilden. I figuren under er hvit kurve støyen fra støykilden alene, og rød kurve støyen fra støykilden med aktiv absorbator. Målemikrofonen er plassert 20 cm fra støykilden. Støyen er båndbegrenset støy, med frekvenser fra 100 Hz til 700 Hz.

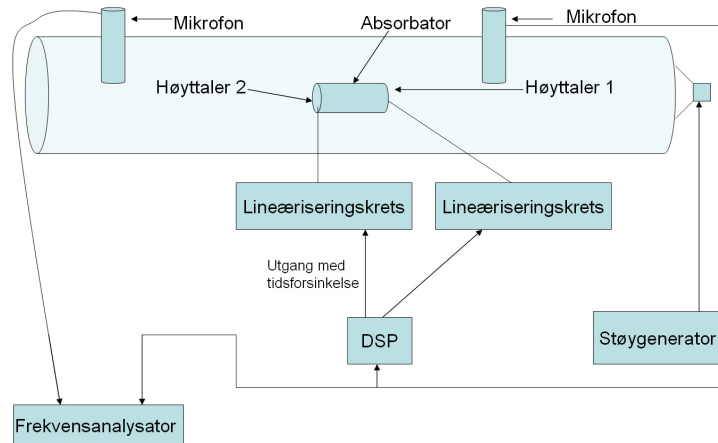


Figur 91 Målt lyd fra støykilde (hvit), og målt lyd fra både støykilde og absorbator (rød)

Denne figuren viser ikke noe om virkningen til støyabsorpsjon, siden målingen blir tatt før lydbølgene når absorbatoren. Figuren viser hvordan støybildet, før signalet når absorbatoren, ser ut med absorbatoren inaktiv, og aktiv..

8.4 Reduksjon av akustisk støy med bruk av mikrofon

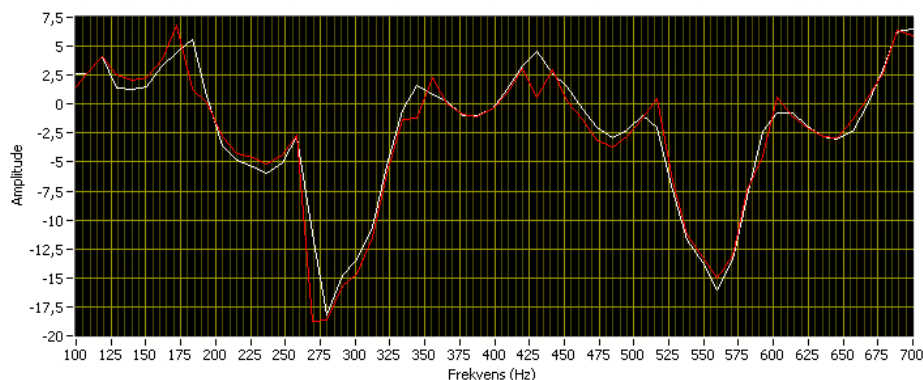
Ved denne målingen har vi benyttet en målemikrofon til å måle støyen i røret.



Figur 92 Måleoppstilling med bruk av mikrofon for å detektere støy

Målingen er foretatt ved at vi først har målt lydtrykket i røret uten at absorbatoren er aktiv, deretter er målingen utført med aktiv absorbator. Den akustiske støyen som påtrykkes, er båndbegrenset støy i frekvens området 100 Hz til 700 Hz. Røret har ikke blitt impedanstilpasset for denne målingen.

I figuren under, er den hvite kurven lydtrykket i røret når absorbatoren er inaktiv, og den røde kurven viser lydtrykket i røret når absorbatoren er aktivisert.



Figur 93 Støyreduksjon med mikrofon, uten impedanstilpassing

Vi ser at vi får reduksjon på 1 til 2 desibel i noen områder, og opptil 4 dB rundt 430 Hz. I noen mindre områder har vi forsterking av støyen i stedet for demping.

8.5 Reduksjon av støy uten bruk av mikrofon

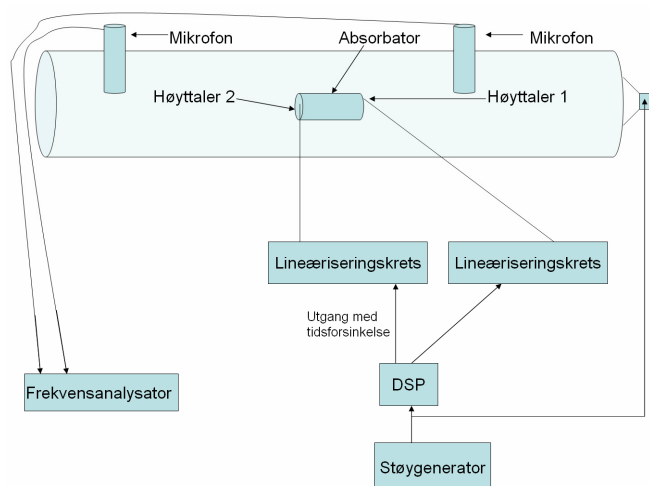
Ved å bruke mikrofon for å detektere lydbølgene, er det tre momenter som virker inn:

1. Refleksjon fra stillestående absorbatør.
2. Lydtrykk ved mikrofonen på grunn av stempelbevegelse fra høyttaler 1.
3. Lydtrykk ved mikrofonen på grunn av stempelbevegelse fra høyttaler 2.

Ved å erstatte målemikrofonen med en transferfunksjon som etterligner signalet fra støygeneratoren ved mikrofonposisjonen, vil vi kunne se litt mer av potensialet til systemet. Signalet blir da sendt fra støygeneratoren til DSPen direkte, for så å bli kjørt igjennom transferfunksjonen.

8.5.1 Støyreduksjon uten bruk av mikrofon, med impedanstilpassning

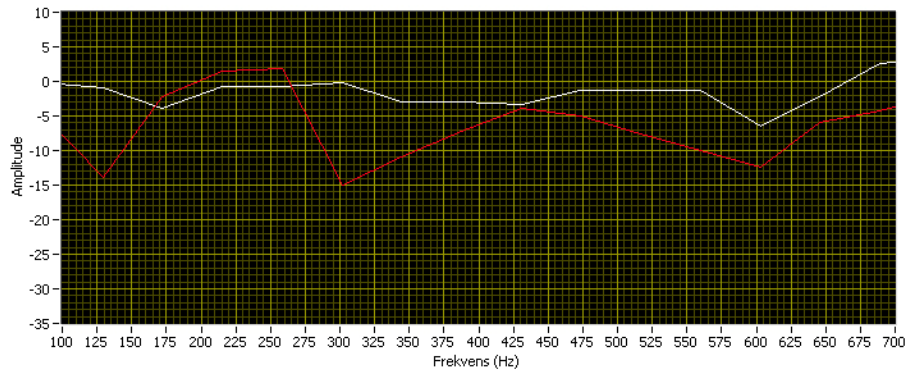
Denne målingen er utført som måleoppstillingen på figuren under viser.



Figur 94 Måleoppstilling 1, med bruk av transferfunksjon, og to mikrofoner

Først ser vi på forholdet mellom det som måles etter absorbatøren (til venstre for høyttaler 2) og signalet som måles før absorbatøren (til høyre for høyttaler 1). Støygeneratoren sender ut båndbegrenset støy i frekvensområdet 100 Hz til 700 Hz.

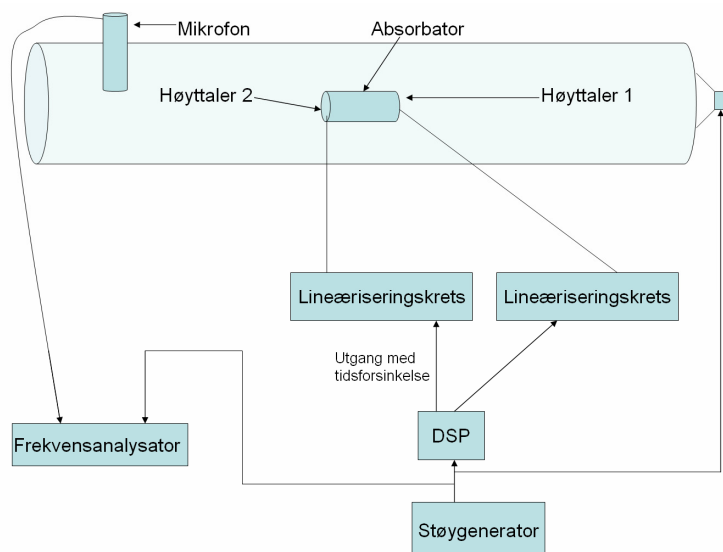
I figuren under, er den hvite kurven forholdet mellom signalet før absorbatoren og målt signal etter absorbatoren, uten at absorbatoren er aktiv. Den røde kurven er forholdet med aktiv absorptor i røret. Amplituden er målt i dB.



Figur 95 Resultat med bruk av transferfunksjon og to mikrofoner

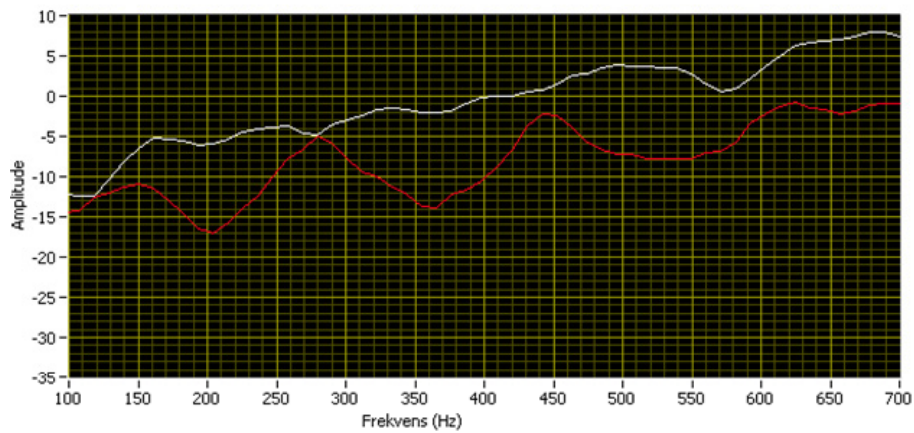
Vi kan her se at fra 260 Hz til over 700 Hz har vi demping av støyen, mens vi i området fra 175 Hz til 260 Hz har en forsterkning rundt 2 dB.

Deretter tar vi bort mikrofonen før absorbatoren, og sammenligner med signalet direkte fra støygeneratoren. Det er ingen endringer på det som går inn på DSPen, og dermed ikke lydbølgene fra absorbatoren. Figuren under viser måleoppstilling 2.



Figur 96 Måleoppstilling 2, med bruk av transferfunksjon, og en mikrofon

I figuren under, er den hvite kurven forholdet mellom signalet direkte fra støygenerator, og det vi måler med mikrofonen til venstre for absorbatoren i figuren over, uten absorbering, og den røde kurven er med absorbatoren aktiv.



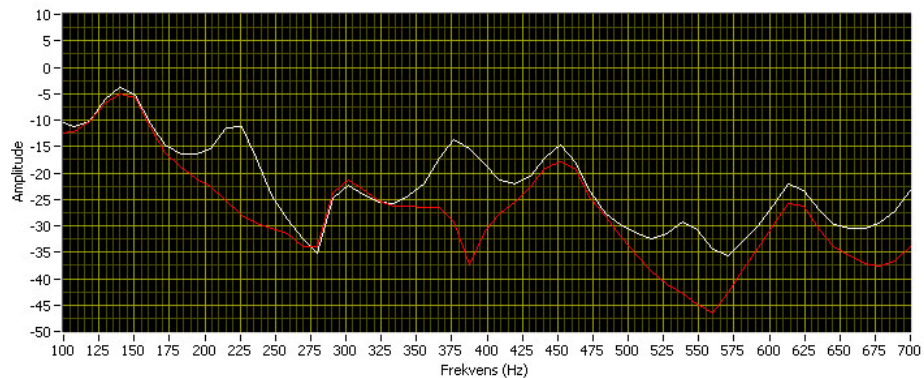
Figur 97 Støyreduksjon, uten bruk av mikrofon, men med impedanstilpassing

Her kan vi se at vi har støyreduksjon i hele vårt frekvensområde, fra 100 Hz til 700 Hz. På det meste har vi nærmere 12 dB.

8.5.2 Støyreduksjon uten bruk av mikrofon og impedanstilpassning

Her har vi tatt bort impedanstilpassningen av røret. Ellers er måleoppstillingen den samme som måleoppstilling 2, der vi har kun en mikrofon.

I figuren under er hvit kurve støyen ved inaktiv absorlator, og den røde kurven med aktiv absorlator.

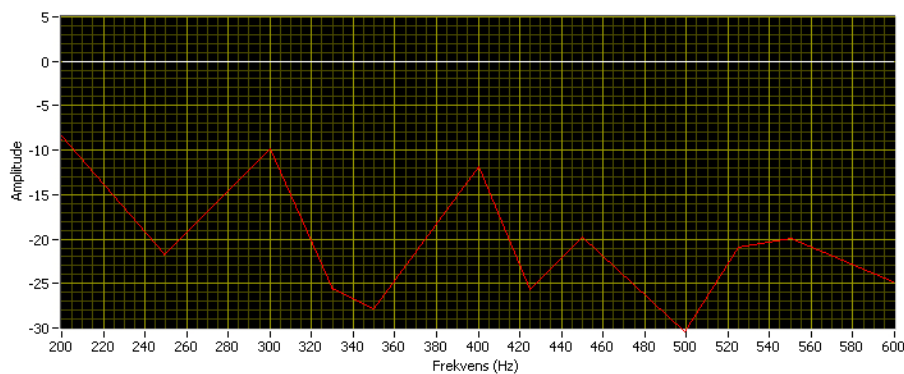


Figur 98 Støyreduksjon, uten bruk av mikrofon og impedanstilpassning

I områdene fra 150 til 275 Hz, 325 til 470 Hz og 490 til 700 Hz har støyen blitt dempet. I de andre områdene er det sammenfallende med den opprinnelige støyen

8.5.3 Målinger uten mikrofon, med sinusbølger og impedanstillpassing

For å se mer av potensialet til absorbatoren, har vi også gjort målinger der det har blitt benyttet rene sinusbølger, i stedet for båndbegrenset støy. I tillegg har vi justert på avstanden fra den simulerte mikrofonen og til absorbatoren for hver enkelt frekvens. Avstanden er egentlig en ren tidsforsinkelse der lydbølgene skal forsinkes ut fra absorbatoren slik at de treffer lydbølgene fra støykilden på riktig tidspunkt. Denne avstanden er satt til 0 med hver måling og deretter justert til resultatet er best.

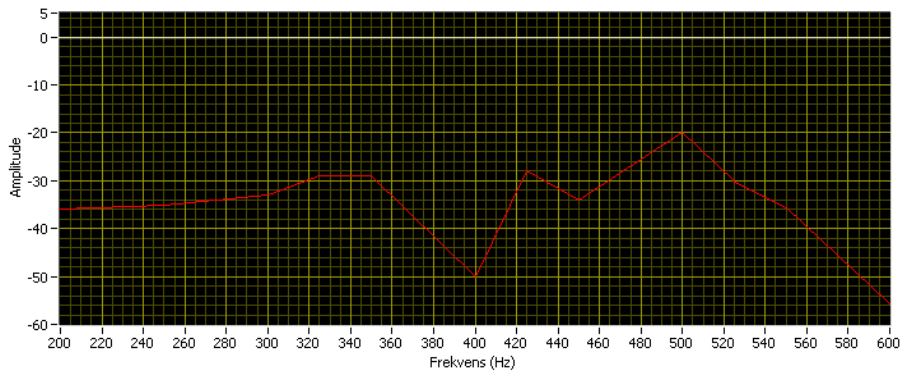


Figur 99 Resultatet etter sinus måling med impedanstillpassing

Figuren over viser resultatet av denne målingen. Hvit kurve er nivået uten absorpsjon. Den er satt til null siden vi her ser på enkle frekvenser og hvor mye reduksjon som kan oppnås. Den røde kurven er resultatet med aktiv absorber. Frekvensskalaen her går fra 200 Hz til 600 Hz, siden det var dette frekvensområdet vi hovedsakelig har lagt vekt på å få dempet.

8.5.4 Målinger uten mikrofon, med sinusbølger, uten impedanstilpassing

Her har vi tatt bort impedanstilpassingen, og lar røret være åpent. Det påtrykte signalet er fortsatt sinusbølger, der vi justerer tidsforsinkelsen fra den simulerte mikrofonen til absorbatoren, for å oppnå best mulig resultat.



Figur 100 Resultatet etter sinus måling uten impedanstilpassing

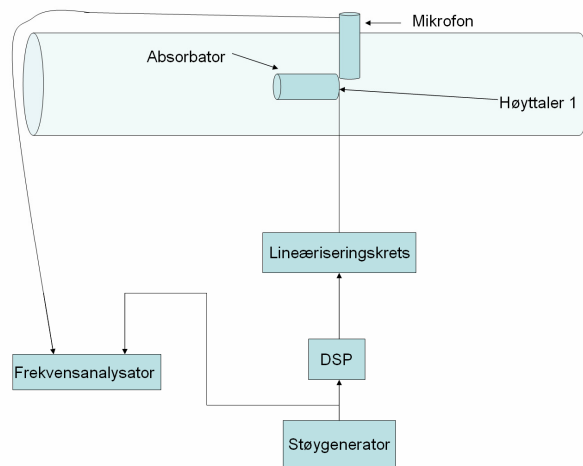
Hvit kurve er nivået når absorbatoren er inaktiv, og røde kurven er resultatet med aktiv absorberator.

8.6 Den totale transferfunksjonen til systemet

Den totale transferfunksjonen består av lavpassfilteret, H_{p0M} og H_{V1M} .

Vi har tatt et par målinger som måler transferfunksjonen til hele systemet. Dette har vi gjort kun på høyttalerelement 1, siden signalet til høyttalerelement 2 bare er invertert og tidsforsinket i forhold til signalet til høyttalerelement 1

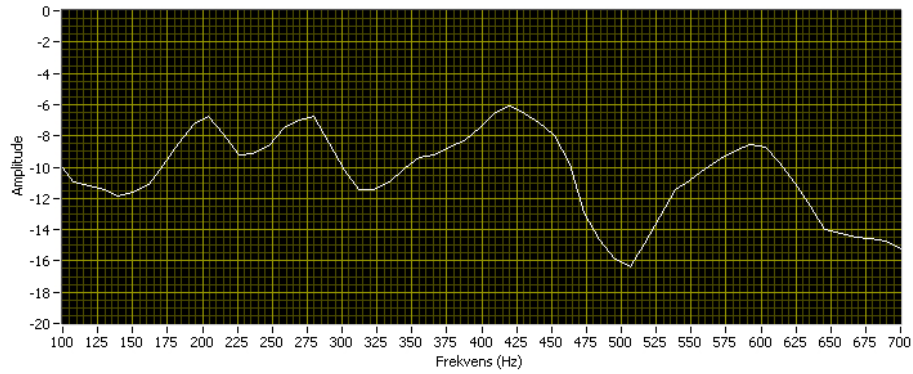
Måleoppstillingen for målingen på høyttalerelement 1 er som vist på figuren under.



Figur 101 Måleoppstilling for systemets transferfunksjon, høyttalerelement 1

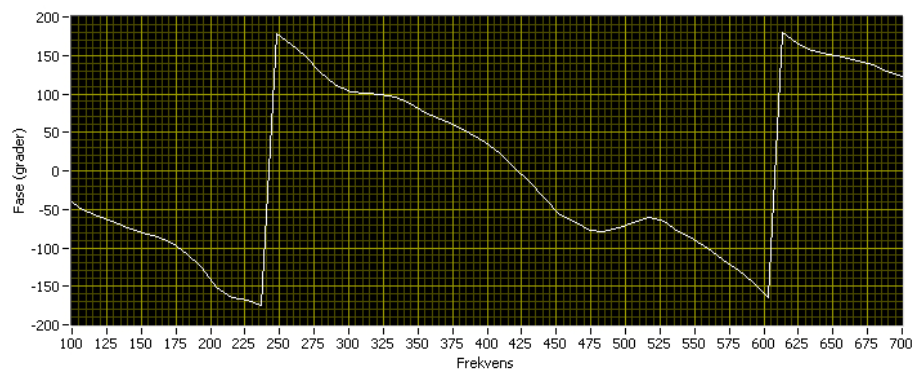
Vi sammenligner signalet som kommer direkte fra støygeneratoren, med signalet som måles med mikrofon i nærfeltet på høyttaler 1. Som støysignal er det benyttet båndbegrenset støy i frekvensområdet 100 Hz til 700 Hz.

Figuren under viser den totale frekvensresponsen til systemet, målt ved høyttalerelement 1. Kurven viser forholdet mellom støysignalet målt med mikrofonen og støysignalet som sendes inn på DSPen.



Figur 102 Frekvensresponsen til systemets transferfunksjon, målt på høyttalerelement 1

Figuren under viser faseresponsen, som fremkommer av samme forholdet som figuren over.



Figur 103 Faseresponsen til systemets transferfunksjon, målt på høyttalerelement 1

9 Drøfting

Vi har valgt å dele drøftingen inn i samme delkapitelene en finner i resultat kapittelet, slik at det blir lettere å finne igjen måleoppstillingene. Vi har også valgt å ta med figurene på nytt, slik at det en slipper å bla så mye frem og tilbake. I tillegg til selve resultatene, har vi i slutten av kapittelet drøftet noen generelle målemetoder.

9.1 Den akustiske avstand i absorbatoren

9.1.1 Akustisk avstand ut fra minimum, metode 1

Ut fra resultatene av denne målingen, ser vi at verdien til den akustiske avstanden varierer mye, og vi har til og med negative verdier for L . Denne målingen har ikke ført frem til de ønskede resultater. Som tidligere nevnt forventer vi en verdi på den akustiske avstanden som ligger mellom 5 cm og 14 cm. Ifølge målingen er det bare 400 Hz og 600 Hz som ligger innenfor det forventede området, med henholdsvis 14 cm og 10 cm.

Tabell 6 Resultat fra akustisk avstandsmåling etter metode 1

Frekvens i Hz	l i meter	L i meter
200	0,96	-0,13
250	1,45	-0,79
300	0,58	-0,28
400	0,40	0,14
500	0,27	0,61
600	0,18	0,10

Vi tror årsaken til at denne målingen ikke har ført fram er at det er lett å få påvirkninger utenfra røret, og det er derfor lite gunstig å finne når en har lavest amplitude på signalet.

9.1.2 Akustisk avstand ut fra maksimum, metode 2

Resultatet etter metode 2, ble noe bedre enn den foregående. Som vist i tabellen under, har vi et frekvensområdet som tydelig gir en akustisk avstand på 10 cm.

Tabell 7 Resultat fra akustisk avstandsmåling etter metode 2

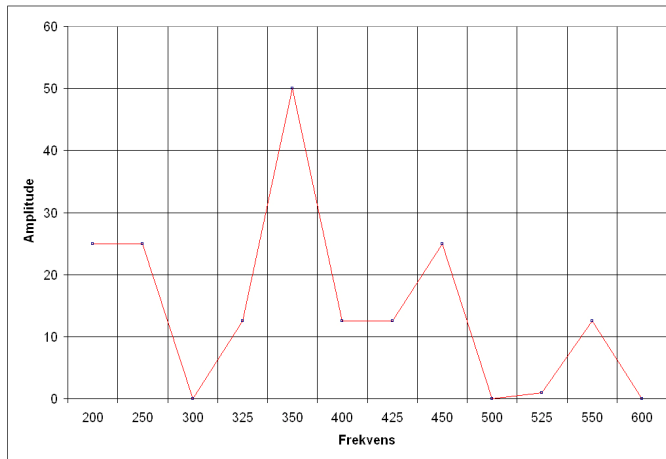
<i>Frekvens i Hz</i>	<i>Avstand til maksimum i meter</i>
200	1,62
250	1,31
300	1,08
315	1,04
350	0,01
400	0,06
425	0,08
450	0,10
500	0,10
525	0,10
550	0,10
600	0,10

Avvikene vi får mellom 200 Hz og 425 Hz, skyldes trolig at vi har stående bølger i dette området, som virker inn. Som nevnt tidligere er det umulig å bli kvitt standbølgeforholdet helt, men vi har justert impedanstilpassningen så godt som det er mulig å gjøre det. Det antas at med et standbølgeforhold i området rundt 250 Hz, vil kunne virke inn på målinger opp til halvparten av den nedre grensefrekvensen. I vårt tilfelle vil dette bety at vi ikke kan forvente oss gode og stabile resultater før ved 500 Hz.

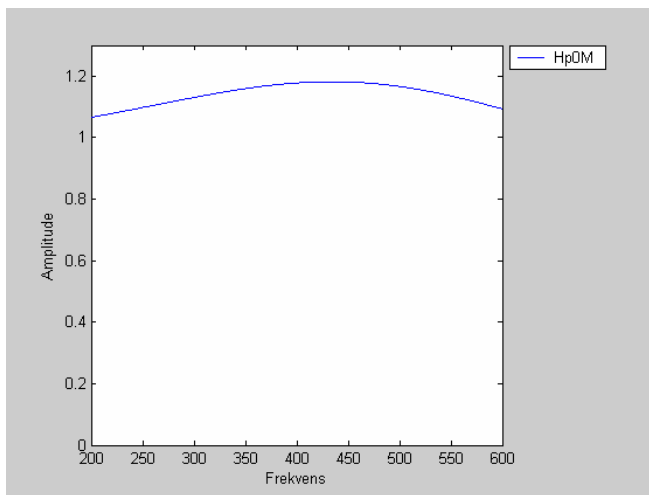
Siden verdien er lik fra 450 Hz til 600 Hz, samtidig som ligger svært nærme ved 425 Hz og 400 Hz, vil vi anta at målingene er troverdige og at den akustiske avstanden med stor sikkerhet kan sies å være 10 cm innenfor vårt frekvensområde.

9.2 Refleksjoner fra absorbatoren

Nedenfor har vi tatt med den målte H_{p0M} , og den teoretiske H_{p0M} . Skaleringen er ikke den samme på de to figurene, men det har blitt benyttet lineær skala på begge to.



Figur 104 Målt H_{p0M}

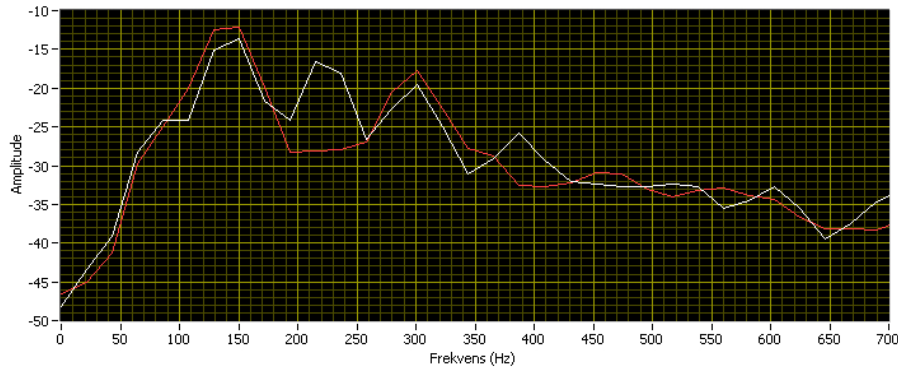


Figur 105 Den teoretiske H_{p0M}

Selv om den målte H_{p0M} har en varierende amplituderrespons, ser vi at det likevel er likheter mellom omhylningskurvene. Vi tror at variasjonene i stor grad skyldes ytre påvirkninger i målingene. Siden forskjellige former for refleksjon alltid vil være tilstede, er det ikke mulig å kunne måle H_{p0M} på en skikkelig måte. Den teoretiske H_{p0M} tar ikke hensyn til annen refleksjon enn den som kommer av at absorbatoren står i røret. Vi velger derfor å ikke legge så mye vekt på disse målingene.

9.3 Lydbølger fra absorptor mot støykilde

I figuren under, er hvit kurve støy fra støykilden når absorptoren er koplet fra, og rød kurve støy når absorptoren er aktivisert. Signalet vi ser, er målt med mikrofonen plassert 20 cm fra støykilden.



Figur 106 Målt lyd fra støykilde (hvit), og målt lyd fra både støykilde og absorptor (rød)

Denne figuren viser ikke noe om virkningen til støyabsorpsjon, siden målingen blir tatt mellom støykilden og absorptoren. Det den viser er at selv når absorptoren er aktiv og sender ut lydbølger, bidrar den ikke til noe særlig mer støy mot støykilden. Dette er noe som stemmer bra overens med den matematiske modellen [1], der det beskrives at det er lite av lydbølgene som skal sendes tilbake til støykilden når absorptoren er aktiv.

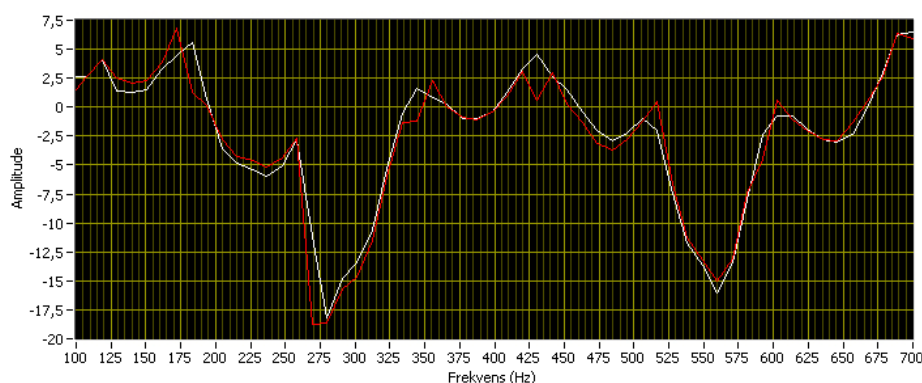
Det som skjer her er at lydbølgene fra støykilden møter lydbølgene fra absorptoren, men i motfase, i mikrofonens posisjon. Vi kan se antydninger til dette videre langs frekvensskalaen også, der vi finner flere amplitudetopper.

Kurvene avviker lite, unntatt for noen enkelte punkter, slik som området 200 Hz til 250 Hz. Her har vi et avvik på cirka 10 dB, men ellers er det bare mindre avvik å finne. Målingene kan dermed sies å være sammenfallende med teorien.

9.4 Reduksjon av støy med bruk av mikrofon

Måleoppstillingen her, er slik at vi detekterer støyen med å bruke en målemikrofon, og uten impedanstilpasset rør. Denne oppstillingen er den som tilsvarer best systemet slik det vil bli som et ferdig produkt. Dette fordi vi i et ventilasjonssystem ikke har mulighet til å bytte ut målemikrofonen med en transferfunksjon.

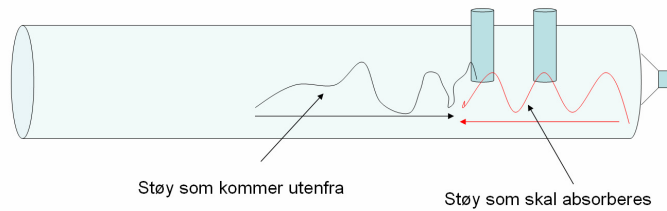
Målingene vi har tatt etter denne oppstillingen, har vist seg å ikke gi så gode resultater som ønsket. Figuren under viser resultatet etter en slik måling, og vi ser at det er områder der den røde kurve ligger over den hvite kurven, og da blir støyen forsterket. Maksimal demping ligger cirka ved 430 Hz og systemet demper da omlag 4 dB.



Figur 107 Støyreduksjon med mikrofon, uten impedanstilpassing

Problemet ligger i at ved å bruke mikrofon, fanger en også opp lydbølgene generert og reflektert av absorbatoren, og lydbølgene som kommer av refleksjon fra enden, som er på vei innover i røret. Målemikrofonen vil derfor tolke de reflekterte signalene som om det kommer fra støykilden. Absorbatoren vil da forsøke å også absorbere denne lydbølgen, og antar lydbølgen går den andre veien, dermed genererer absorbatoren støy istedenfor å redusere støyen. Hadde vi impedanstilpasset røret, ville vi fått mer ideelle forhold, og vi ville dermed kunne få en mye bedre absorpsjon. Problemet er at vi kan ikke impedanstilpasse et rør i for eksempel en ventilasjonskanal, siden enden på røret må være åpen.

For å løse dette problemet må vi klare å skille ut den støyen som går utover i røret, fra den totale støyen som måles. En måte å gjøre dette på, er å sette målemikrofonen helt inn til støykilden, som en nærfeltsmåling, slik at de reflekterte signalene og lyden generert av absorbatoren blir undertrykt. En annen måte å gjøre dette på, er å bruke to mikrofoner, slik at en kan finne ut hvilke retning støyen beveger seg.



Figur 108 Eliminere refleksjoner ved hjelp av to mikrofoner

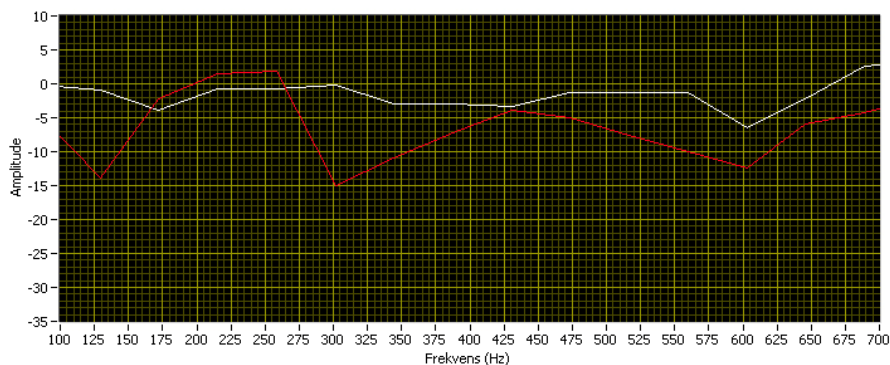
Dette kan trolig løses ved å lage en algoritme som en legger inn på DSPen.

9.5 Reduksjon av støy uten bruk av mikrofon

9.5.1 Støyreduksjon uten bruk av mikrofon, med impedanstilpassning

Siden vi her har impedanstilpasset røret, vil vi ha relativt lite refleksjon i røret.

Det kan vi også se i figuren, der den hvite kurven har en mye flatere karakteristikk enn i det foregående tilfellet.

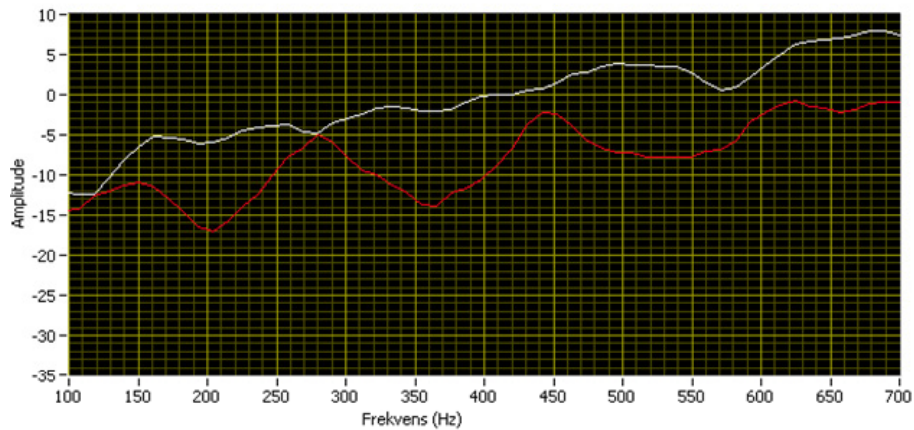


Figur 109 Resultat med bruk av transferfunksjon og to mikrofoner

Vi har her målt forskjellen mellom lydtrykket foran absorbatoren og lydtrykket bak, med og uten aktiv absorlator. Hvit kurve er uten absorbatoren, rød kurve er med. Forholdet er regnet ut ved at en tar det en måler til venstre for absorbatoren i figuren, og deler på det en måler til høyre.

Dette er en måling som blir påvirket av hvor kraftig lydtrykk absorbatoren genererer. Ved enkelte frekvenser, kan en i verste fall måle at lydtrykket fra absorbatoren bli høyere mellom absorbatoren og støykilden. Dette ser vi i frekvensområdet fra 170 Hz til 260 Hz på figuren. Hvis vi ser dette opp mot målingen der vi målte lydbølgene som gikk fra absorbatoren mot støykilden (kapittel 9.3, figur 106), ser vi hvorfor vi i her i figur 109 måler en økning av støyen, i stedet for reduksjon. I dette frekvensområdet kan det være at lydbølgene generert av absorbatoren treffer i motfase med lydbølgene fra støykilden, ved mikrofonens posisjon. Derfor vil heller ikke målinger der vi ser på forholdet mellom to mikrofoner, gi et riktig bilde om absorbatoren virker slik det skal eller ikke.

I den neste målingen, har vi sett på forholdet mellom signalet direkte fra støygenerator, og det vi måler med mikrofonen til venstre for absorbatoren i måleoppstillingsfiguren (figur 86). I figuren under, er den hvite kurven uten absorbering, og den røde kurven er med aktiv absorlator.

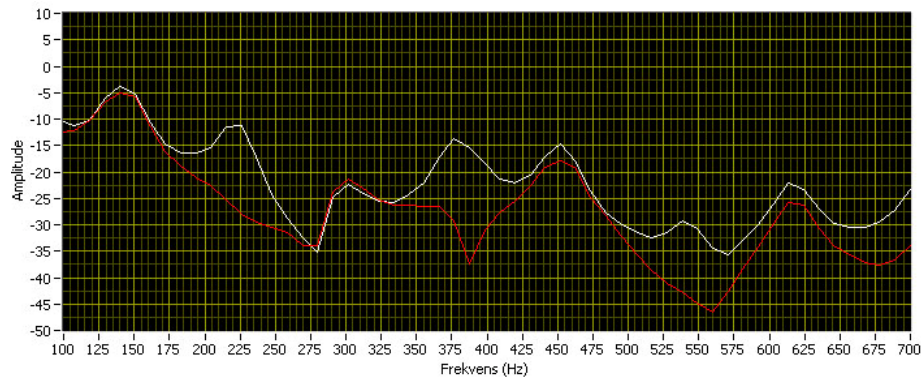


Figur 110 Støyreduksjon, uten bruk av mikrofon, men med impedanstilpassing

Denne målingen viser riktigere hvor godt absorbatoren virker, i forhold til den forrige målingen. Her vil ikke absorbatoren påvirker det påtrykte støysignalet, siden vi ikke bruker mikrofon som referanse.

9.5.2 Støyreduksjon uten bruk av mikrofon og impedanstilpassning

Vi har her brukt samme måleoppstilling som den forrige målingen, men vi har tatt bort impedanstilpassningen av røret. Hvit kurve støyen ved inaktiv absorbator, og den røde kurven med aktiv absorbator.

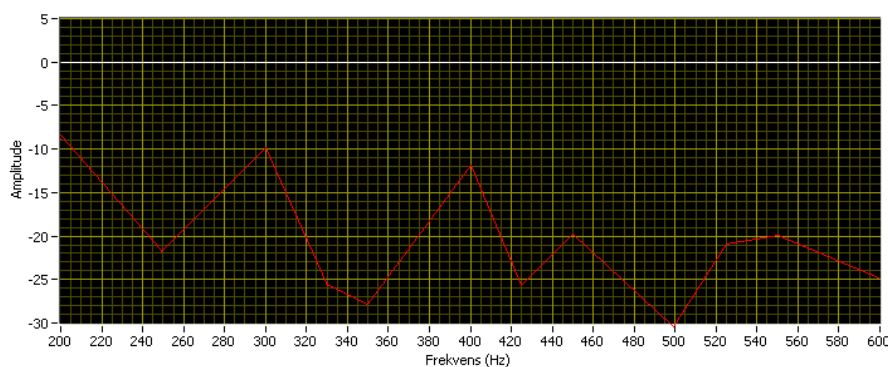


Figur 111 Støyreduksjon, uten bruk av mikrofon og impedanstilpassning

Når vi ser på den hvite kurven ser vi at amplituden varierer mye. Dette er et resultat av at impedanstilpassningen er fjernet, og at lydbølgene som vi ikke har absorbert blir reflektert tilbake til mikrofonen vi måler resultatet med. Siden vi her ikke har brukt mikrofon for å detektere det påtrykte støysignalet, blir målingen her en del bedre enn den som er vist i figur 107. I tillegg vil absorbatoren generere mer lyd ved høye frekvenser, enn ved lave frekvenser. Det betyr at det er vanskeligere å absorbere mye ved lave frekvenser enn med høye frekvenser.

9.5.3 Målinger uten mikrofon, med sinus og impedanstilpassing

Vi har gjort målinger der det er blitt benyttet rene sinuser istedenfor båndbegrenset støy. I tillegg har vi justert på avstanden fra den simulerte mikrofonen og til absorbatoren for hver enkelt frekvens. Avstanden er egentlig en ren tidsforsinkelse der lydbølgene skal forsinkes ut fra absorbatoren slik at de treffer lydbølgene fra støykilden på riktig tidspunkt. Denne avstanden er satt til 0 med hver måling og deretter justert til resultatet er best.



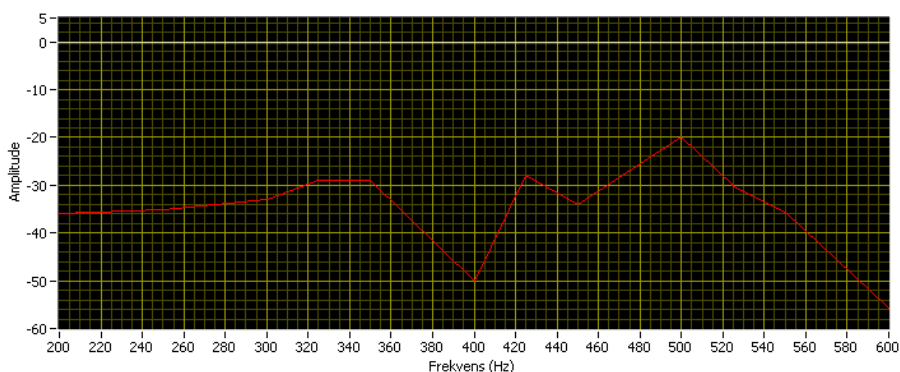
Figur 112 Resultatet etter sinus måling med impedanstilpassing

Figuren over viser resultatet av denne målingen, hvit kurve er nivået uten aktiv absorberator. Den er satt til null siden vi her ser på enkle frekvenser og hvor mye reduksjon som kan oppnås. Den røde kurven er resultatet med aktiv absorberator, og frekvensområdet er fra 200 Hz til 600 Hz.

Denne målingen indikerer av hva som er begrensingene til systemet, med tanke hvilken demping som kan forventes ved de forskjellige frekvensene. Siden det her er benyttet impedanstilpassing ved enden av røret er det lite refleksjon tilbake i røret, noe som vil kunne bety at det er lettere å oppnå gode resultater enn dersom enden av røret var åpen. Når målingen ble foretatt var det tydelig at lite endring i fasen eller amplituden ga store utslag, slik at de beste resultatene vil være vanskelig å programmere inn i de digitale filtrene. Det var mye variasjon i fasen, slik at de digitale filtrene vil bli utfordrende å etterligne innenfor dette frekvensområdet.

9.5.4 Målinger uten mikrofon, med sinus, uten impedanstillpassing

Vi hadde et ønske om å se hvordan målingene så ut med åpent rør røret og enkle sinusbølger som støy. Lydnivået og avstanden ble justert til det ble best med aktiv absorptor, deretter ble absorptoren deaktivert. Resultatet er vist i figuren under.



Figur 113 Resultatet etter sinus måling uten impedanstillpassing

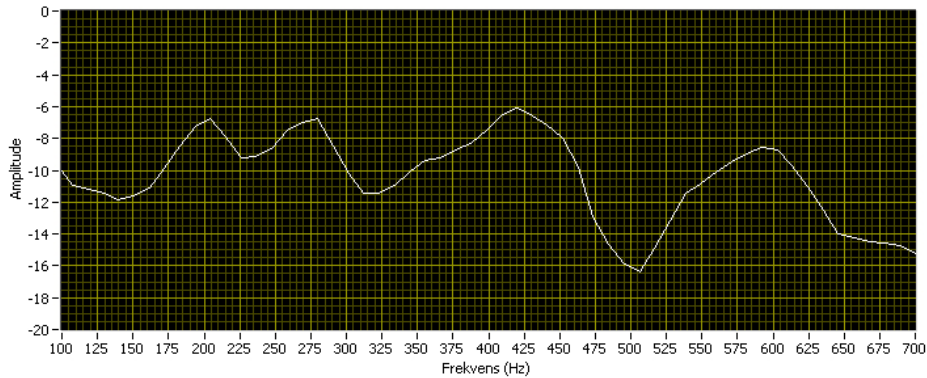
Hvit kurve er nivået uten aktiv absorptor. Den er satt til null siden vi her ser på enkle frekvenser og hvor mye reduksjon som kan oppnås. Den røde kurven er resultatet med aktiv absorptor. Frekvensområdet som er benyttet er fra 200 Hz til 600 Hz.

Resultatet av denne målingen er det optimale av det som kan forventes av systemet. Men det er tvilsomt at vi kan klare å programmere de digitale filtrene slik de virker helt optimalt. Det største problemet ligger antakelig i fasen, siden den varierer mye mellom de forskjellige frekvensene selv innenfor dette smale frekvensområdet. Amplituden varierer også litt, men i mindre grad enn fasen. For å oppnå resultater så gode som vist i figuren over, er det svært viktig at både fasen og amplituden er helt eksakt. Når målingen ble foretatt var det lite som skulle til for at resultatet ble mye dårligere.

De to målingene med sinusbølger, har en del avvik seg imellom. Vi vil anta at dette er noe som kommer av at den ene målingen antagelig er gjort med større presisjon enn den andre. Normalt vil det være lettere å kunne oppnå høy absorpsjon når det ikke er refleksjon i røret, men samtidig er det viktig å være klar over at målingene er foretatt ved hjelp av sinusbølger.

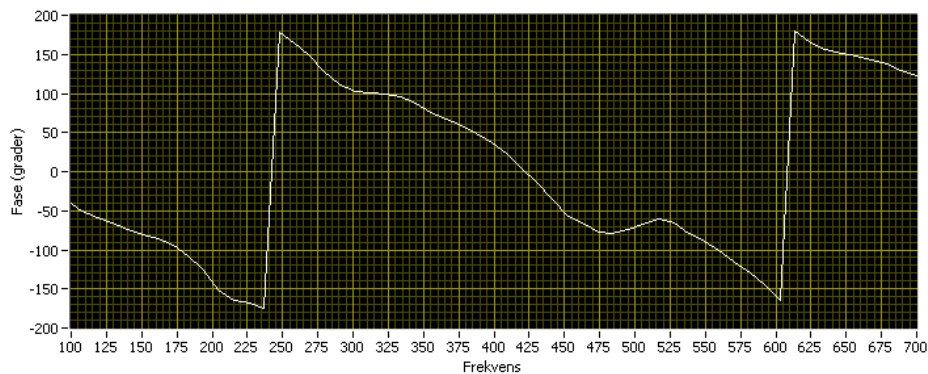
9.6 Den totale transferfunksjonen til systemet

Figuren under viser den totale frekvensresponsen til systemet, målt ved høyttalerelement 1. Kurven viser forholdet mellom støysignalet målt med mikrofonen og støysignalet som sendes inn på DSPen.



Figur 114 Frekvensresponsen til systemets transferfunksjon, målt på høyttalerelement 1

Figuren under viser faseresponsen, som fremkommer av samme forholdet som figuren over.



Figur 115 Faseresponsen til systemets transferfunksjon, målt på høyttalerelement 1

Vi har ingen teoretisk funksjon å vise til, men dette vil vi kunne få om vi setter sammen lavpassfilteret, H_{p0M} og H_{V1M} , og beregner den totale transferfunksjonen disse gir.

En måling på høyttalerelement 2, vil vise en frekvensrespons som er invertert i forhold til denne, og faseresponsen vil være litt forskjøvet grunnet tidsforsinkelsen på 10 sampler.

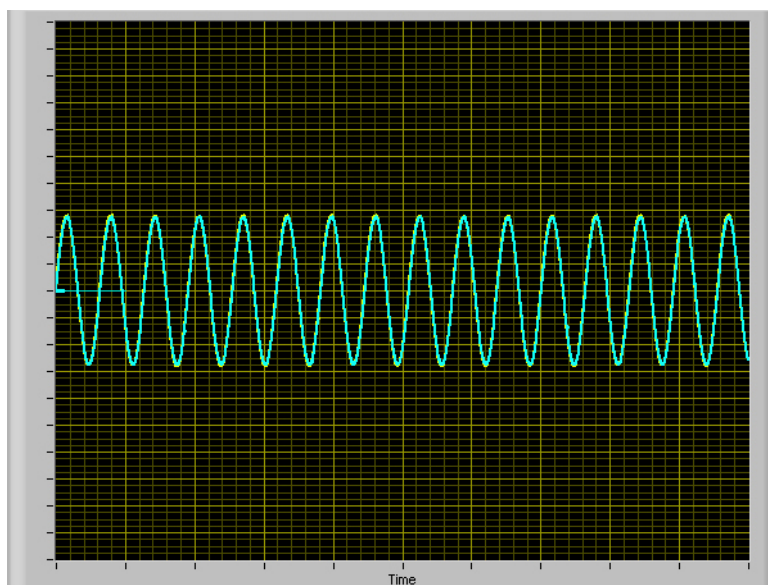
9.7 Betraktninger omkring nærfeltsmålinger

Vi har gjort en del målinger i høyttalerelementenes nærfelt. Mikrofonen blir da plassert cirka 3 mm fra membranen på høyttalerelementet. Det kan stilles spørsmål om disse målingene er gode nok, eller om refleksjoner utenfra vil påvirke en vesentlig del. For å finne ut av dette, tok vi en nærfeltsmåling på absorbatoren, og prøvde å lage refleksjoner med en hard bok med glatt overflate, da denne skulle reflektere mye. Det viste seg at det var mye som skulle til før fasen eller amplituden endret seg. Boken måtte vesentlig nærmere enn 5 cm før det kunne registreres.

Amplituden endres ved å flytte mikrofonen inn og ut fra senter av høyttaleren, fasen endres ved å flytte mikrofonen sideveis. Fasen endres ikke før mikrofonen kommer på utsiden av membranen. Hvis vi tenker på hvordan bølgene brer seg i vann, vil målingene våre holde mål, siden veien blir lengre å gå når mikrofonen kommer utenfor membranen.

9.8 Problemet med å benytte sinusbølger i målingene

I en del av målingene vi har tatt, har vi benyttet sinusbølger som støysignal. Ved å bruke sinusbølger som signal, må en være oppmerksom på at resultatet kan gi feil inntrykk.



Figur 116 Sinusbølger målt i oscilloskopprogrammet

Figuren over viser en måling som er gjort der gul kurve nesten dekkes helt av blå kurve. Det er da viktig å være klar over at disse sinusbølgene ikke trenger å være i fase, selv om de tilsynelatende er det. Det er alltid en mulighet for at den ene sinusbølgen er forskjøvet $n \cdot 360$ grader i forhold til den andre. For å sjekke dette bør en i tillegg til å bruke sinusbølger, prøve med en puls som støysignal.

10 Konklusjon

Som resultatene viser, er det fullt mulig å absorbere støy etter den matematiske modellen [1].

Målingene viser at systemet fungerer noe dårlig når mikrofon benyttes, og røret ikke impedanstilpasset. Vi antar at en mulig løsning på dette problemet vil være å detektere retningen på støyen, slik at det eksakte støysignalet kan prosesseres.

Ved å bruke transferfunksjonen som simulerer støysignalet ved mikrofonens posisjon, ser vi hvordan vi kan oppnå mye bedre absorpsjon, ved å prosessere det eksakte støysignalet.

Ved å studere sinusmålingene, ser vi det maksimale potensialet for støyabsorpsjon med den absorbatoren vi har brukt. Det vil være vanskelig å oppnå dette resultatet når det påtrykkes støy i stedet for sinusbølger, siden transferfunksjonen er krevende og vanskelig å realisere.

Resultatene viser at aktiv lydabsorpsjon absolutt er noe å bygge videre på, men at det likevel et stykke frem før dette kan resultere i et endelig produkt. Selve absorbatoren bør gjøres mindre, og en bør kanskje erstatte høyttalerelementene med noe annet. Et forslag er å bruke en løsning med step-motorer i stedet, slik at det ikke blir nødvendig å kompensere for ulinearitet og harmoniske forvrengninger, slik som en må med et høyttalerelement. En bør også gjøre systemet adaptivt, slik at systemet blir lettere å installere hos kundene.

11 Referanser

11.1 Artikler

- [1] Reitan A. “*Active absorption of sound by a cylindrical absorber in a cylindrical duct*” *Acta Acustica*, 2003, vol.89, side 666-673.
- [2] Budal K., Falnes J. ”*A resonant point absorber of ocean- wave power*” (1975).
- [3] Bønke K., Bjor H., Marton I., Reitan A.”*Development of a laboratory prototype of a sound absorber*” (1989).
- [4] C. R. Fuller og A. H. Flotow “*Active Control of Sound and Vibration*” *IEEE Control Systems Journal*, desember 1995, Volume 15, Nummer 6, side 9-19.
- [5] Lueg P. ”*Process of silencing sound oscillations*” us patent no. 2043416 (1934).

11.2 Rapporter

- [6] P. A. Andersen, R. Johnsen og Ø. Simonsen (2003) *Forprosjektrapport – Utvikling av digital støyabsorbator*, Grimstad, Høgskolen i Agder
- [7] T.V.Giskegjerde, L.O. Rysstad (2004) *Proposal* ,Grimstad, Høgskolen i Agder

11.3 Bøker

- [8] *Analog Device Mixed-Signal & Dsp Design Techniques*. Prentice-Hall
- [9] C. Britton Rorabaugh(1993). *Digital Filter Designer's Handbook : Featuring C Routines*. McGraw-Hill Education – Europe
- [10] Sen M. Kuo & Woon-Seng Gan(2005). *Digital Signal Processors, architectures, implementations, and application*. Prentice-Hall
- [11] S. Haykin (1986). *Adaptive Filter Theory*. Prentice-Hall
- [12] F. Alton Everest(2001). *Master handbook of Acoustics 4th*. McGraw-Hill
4. utgave
- [13] P. M. Embree (1995). *C Algorithms For Realtime Dsp*, Prentice Hall
- [14] G. M. Miller (1999). *Modern Electronic Communication*, Prentice Hall,
6. utgave
- [15] S. Blonstein og M. Katorgi (2003). *eXpressDSP for dummies*, Wiley
Publishing

11.4 Internett

- [16] Wikipedia(2005). Hentet den 24.05.05 kl 15:00 fra <http://en.wikipedia.org/>
- [17] S. Zimmerman (2004) *Control Performance of Active Absorbers in Enclosed, Harmonic Sound Fields*. Hentet den 19.04.05 kl. 16:09 fra <http://www.isvr.soton.ac.uk/edsvs/pro22.htm>
- [18] The Engineering ToolBox (2004) *Classification of Noise Reduction Silencers*. Hentet den 01.05.05 kl. 11:57 fra http://www.engineeringtoolbox.com/35_81.html
- [19] H. J. M. Steeneken og J. Verhave (2004) *Digitally controlled Active Noise Reduction with integrated Speech Communication*. Hentet den 19.12.04 kl. 21:30 fra <http://home.hccnet.nl/dr.h.j.m.steeneken/Docs/ANR.htm>