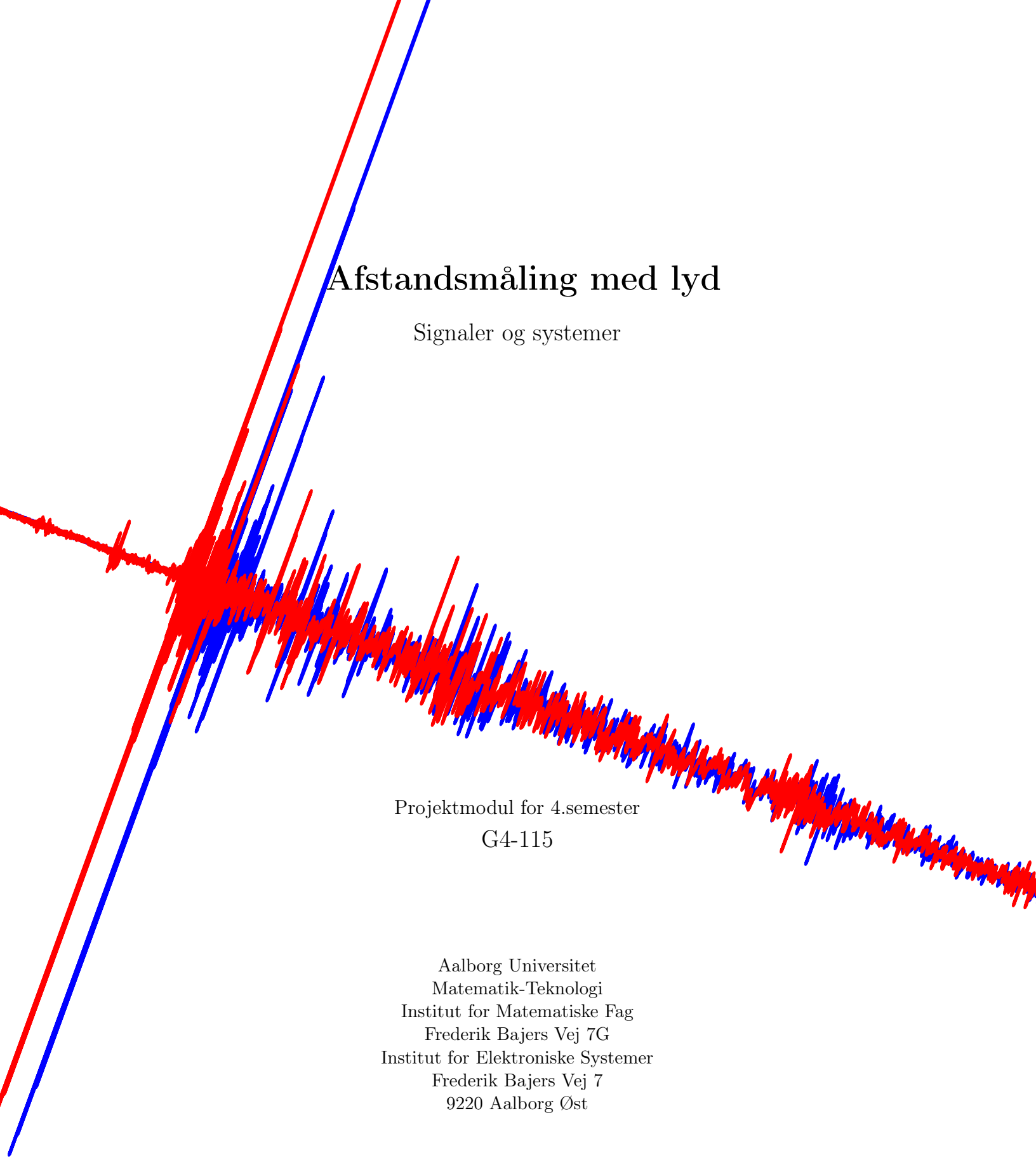
Afstandsmåling med lyd

Signaler og systemer



Projektmodul for 4.semester

G4-115

Aalborg Universitet
Matematik-Teknologi
Institut for Matematiske Fag
Frederik Bajers Vej 7G
Institut for Elektroniske Systemer
Frederik Bajers Vej 7
9220 Aalborg Øst

Underskrifter fra gruppe G4-115:

Marianne Taul

Underskrift

Peter Sibbern Frederiksen

Underskrift

Rasmus Vestergaard Jensen

Underskrift

Søren Kirch Nielsen

Underskrift

Søren skov

Underskrift

Institut for Matematiske Fag
Institut for Elektroniske Systemer
Matematik-Teknologi
Frederik Bajers Vej
9000 Aalborg
http://tnb.aau.dk

AALBORG UNIVERSITET
STUDENTERRAPPORT

Titel:
Afstandsbestemmelse med lyd

Kursus:
Signaler og systemer

Projektperiode:
4. semester 2015

Projektgruppe:
G4-115

Deltagere:
Marianne Taul
Peter Sibbern Frederiksen
Rasmus Vestergaard Jensen
Søren Kirch Nielsen
Søren Skov

Vejledere:
Jesper Kjær Nielsen
Morten Nielsen
Petar Popovski

Oplagstal:

Sidetal: 46+21

Afleveringsdato:
22. maj 2015

Abstract:

This project is concerning measurement of distances using sound. To that end several signal processing concepts are used. To find distance, the impuls response of rooms are found using different sweep signals, such as the exponential sine sweep. In multiple lab experiments the distance is measured for direct distances and for reflections from walls. The proposed model is revised several times, in order to improve the measurement of distances, which makes the precision of the measurement within 7.78 millimeters. Methods to find subsample delays are then introduced, which made it possible to register a change in distance of less than 1 millimeter.

Rapportens indhold er frit tilgængeligt, men offentliggørelse (med kildeangivelse) må kun ske efter aftale med forfatterne.

Forord

Rapporten er udarbejdet på fjerde semester på bacheloruddannelsen matematikteknologi på Aalborg Universitet af gruppen G4-115. Den er skrevet som projektrapport i emnet signaler og systemer. Det forventes, at den kan læses af studerende med samme udgangspunkt.

Projektperiodens varighed var ca. 4 måneder, fra februar til maj 2015.

Projektet har været under vejledning af Jesper Kjær Nielsen, Petar Popovski og Morten Nielsen. Desuden har ingeniørassistent Claus Vestergaard Skipper på akustisk laboratorie hjulpet med forsøgsudstyr og -opstillinger.

Læsevejledning

Kildehenvisninger er angivet efter forfatter og udgivelsesår på formen: (Forfatter Udgivelsesår). Kilden kan være efterfulgt af specifikke sidetal. Yderligere informationer omkring kilderne findes i bibliografien sidst i rapporten.
Afsnit, figurer, tabeller og ligninger er nummereret efter kapitel på følgende vis: 'Objekt kapitelnummer.tæller'. Der kan eksempelvis i kapitel 1 findes nummereringerne 1.1, 1.2 og så videre. I tilfældet med ligninger, vil nummereringen være omsluttet af parenteser, altså (1.1).
Bilag vil være placeret efter bibliografien, eller ligge elektronisk på AAUs projektbibliotek. Der refereres til bilag ved 'bilag tæller' hvor tælleren er alfabetet og til filer ved '`filnavn`', som findes i bilag G'.
Punktum anvendes som decimaltalsseperator, og imaginære tal repræsenteres med j.
Et endt bevis markeres med en højrecentreret firkant ($\square$).
Som følgenotation anvendes notationen fra (Oppenheim og Schafer 2014), $x[n]$, som svarer til den matematiske notation $\{x_n\}_{n\in\mathbb{Z}}$.

Indhold

1 Impulsrespons **10**
- 1.1 Fouriertransformationen . . . 10
  - 1.1.1 L^1 og L^2 . . . 10
  - 1.1.2 Fouriertransformation . . . 11
  - 1.1.3 Diskret-tids Fouriertransformation . . . 11
  - 1.1.4 Diskret Fouriertransformation . . . 12
- 1.2 Digitale Signaler . . . 12
- 1.3 Affoldning . . . 15
- 1.4 Regularisering . . . 16
- 1.5 Bestemmelse af Impulsrespons . . . 17
  - 1.5.1 Impulssignal . . . 17
  - 1.5.2 Sinus Sweep . . . 17
  - 1.5.3 Maximum Length Sequence . . . 21
- 1.6 Signal-støjforhold . . . 23
- 1.7 Simulering af Impulsrespons . . . 25

2 Simpel Model **26**
- 2.1 Direkte Afstand . . . 27
- 2.2 Relativ Afstand . . . 29

3 Udvidelse af model **32**
- 3.1 OS-DAC . . . 32
- 3.2 Model med højtaler og mikrofon . . . 33
- 3.3 Afstandsmåling med udvidet model . . . 36

4 Præcisering **38**
- 4.1 Krydskorrelation . . . 39
- 4.2 Interpolation . . . 39
- 4.3 Forbedret Gauss . . . 39
- 4.4 Fase . . . 40
- 4.5 Afstandsmåling . . . 40

5 Diskussion **43**

6 Konklusion **45**

Bilag

A Simulering **2**

B Forsøgsudstyr **10**

C Forsøg: Direkte lyd **13**

D Forsøg: Refleksion **15**

E Forsøg: 360 **17**

F Forsøg: Præcision **19**

G Filer **21**

Figurer

1 Fysisk system 8

1.1 Den ideelle impuls og approksimationen. 18
1.2 Lineært sinus sweep fra 1 Hz til 20 Hz over 1 sekund. $\phi_0 = \frac{\pi}{2}$. 19
1.3 Eksponentielt sinus sweep fra 1 Hz til 20 Hz over 1 sekund. $\phi_0 = \frac{\pi}{2}$. 20
1.4 Spektogram for eksponentielt sinus sweep 21
1.5 4. ordens MLS-signal 24
1.6 Spektogram for 15. ordens MLS-signal 24
1.7 Simulering af impulsrespons 25

2.1 Simpel model 26
2.2 Digitalt og analogt system 26
2.3 Direkte lyd 27
2.4 Impulsrespons direkte afstand 2.0 m. 28
2.5 Histogram med delay, 250 målinger 28
2.6 Reflektionen 29
2.7 Impulsrespons reflektion 70 cm 31
2.8 Ballon 31

3.1 Udvidet model 32
3.2 OS-DAC, $o[n]$ 33
3.3 Impulsrespons og computerens forsinkelse 34
3.4 Højtaleren, $l[n]$, ved nul grader 35
3.5 Højtalerens impulsrespons uden forsinkelse 35
3.6 Histogram uden delay, 250 målinger 37
3.7 Impulsrespons med computerens forsinkelse 37

4.1 Afstand til væg i millimeter med interpolationsmetoden . . . 41
4.2 Afstand til væg i millimeter med fasemetoden 42
4.3 Afstand til væg i millimeter med forbedret gauss, $\alpha = 1000$. 42
4.4 Afstand til væg i millimeter med forbedret gauss, $\alpha = 10$ . . . 42

A.1 Simulering af forsinkelse, Sinus Sweep 4
A.2 Simulering af reflektion, Sinus Sweep 5

A.3 Simulering af rigtig impulsrespons, Sinus Sweep 6

B.1 Højtaler og mikrofon 11
B.2 Lydkort 11
B.3 Forstærkerporte 12

C.1 Forsøgsopstilling 13
C.2 Spektrogram for $y[n]$ 14

D.1 Forsøgsopstilling 16

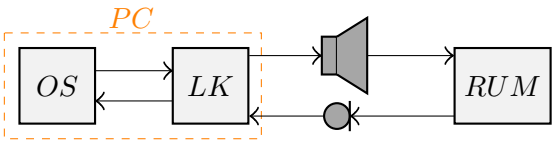
E.1 Forsøgsopstilling 18
E.2 Polært konturplot af frekvensrespons 18

F.1 Forsøgsopstilling 19
F.2 Forsøgsopstilling med hæfte 20

Indledning

At anvende lyd til at opmåle afstand er en kendt teknologi. Det anvendes allerede i applikationer som sonar til afstandsmåling under vand.
Højtalere og mikrofoner er let tilgængelige objekter. En mobiltelefon, en computer og mange andre objekter som anvendes i dagligdagen indeholder både højtaler og mikrofon. Det er derfor interessant at undersøge hvor præcist disse hverdagselementer kan anvendes til at opmåle afstande.

For at kunne bestemme afstande med lyd, er det nødvendigt at opstille et fysisk system, som består af en højtaler til at afspille lyd, en mikrofon til at optage lyd, samt en computer med lydkort til at behandle lydsignaler både før og efter afspilning. Det opstilles som ses på figur 1.



Figur 1: Fysisk system

Det specifikke udstyr, som anvendes i dette projekt, findes i bilag B. Når der foretages målinger, måles afstanden fra højtalerkassens kant. Der tages ikke højde for højtalerens akustiske centrum, hvilket er hvor lyden fra højtaleren reelt dannes, i lydmålingerne af afstanden. Dog er det muligt ved konsistente målinger at fjerne afstanden til det akustiske centrum.
Lydens hastighed er temperaturafhængig. Det fysiske system afhænger derfor af temperaturen. Det antages for alle forsøg at temperaturen er 20°C hvor lydens hastighed i luft er 343 m/s.

Problemformulering

I dette projekt undersøges følgende:

Hvorledes kan afstande i et rum opmåles med lyd?

- Hvordan kan afstand bestemmes ved hjælp af lyd?
- Hvordan bestemmes et rums impulsrespons?
- Hvor høj præcision kan opnås på afstandsmålingen?

1. Impulsrespons

Et systems impulsrespons er systemets svar, når det udsættes for en impuls. Impulsresponsen indeholder alle informationer om systemet, når systemet er lineært og tids-invariant(Vetterli, Kovacevic og Goyal 2014, s. 205).

Definition 1 (Foldning)**.** Foldningen mellem følgerne $h[n]$ og $x[n]$ er defineret som

$$(x * h)[n] = \sum_{k \in \mathbb{Z}} x[k]h[n-k] = \sum_{k \in \mathbb{Z}} x[n-k]h[k] \tag{1.1}$$

Impulsresponsen, $h[n]$, er i tidsdomænet relateret til input, $x[n]$, og output, $y[n]$, med en foldningsoperation.

$$y[n] = (x * h)[n], \qquad n \in \mathbb{Z} \tag{1.2}$$

1.1 Fouriertransformationen

Fouriertransformationen er et værktøj, der bruges til at repræsentere funktioner eller signaler som en sum af sinusformede funktioner, ved at transformere dem fra tidsdomænet til frekvensdomænet.
Det oprindelige signal og dets Fouriertransformerede kaldes et Fouriertransformationspar.

1.1.1 $\mathbf{L}^1$ og $\mathbf{L}^2$

Der introduceres to vektorrum, L^1 og L^2. L^1 er mængden af samtlige absolut integrable funktioner på intervallet $[a, b]$ (Folland 2009, s. 205):

$$L^1(a,b) = \left\{ f : \int_a^b |f(x)| dx < \infty \right\} \tag{1.3}$$

L^2 er mængden af samtlige kvadrat-integrable funktioner på $[a, b]$ (Folland 2009, s. 74):

$$L^2(a,b) = \left\{ f : \int_a^b |f(x)|^2 dx < \infty \right\} \tag{1.4}$$

1.1.2 Fouriertransformation

Fouriertransformationen tager en kontinuert funktion fra tidsdomænet til frekvensdomænet.

Definition 2 (FT)**.** Fouriertransformationen for en stykvis kontinuert og integrabel funktion, $x(t)$, er givet ved:

$$X(e^{j\omega}) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\omega t}dt, \qquad \omega \in \mathbb{R} \tag{1.5}$$

Sætning 1 (IFT)**.** Hvis $X(e^{j\omega}) \in L^1$, så er x kontinuert og den inverse Fouriertransformation er givet ved:

$$x(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} X(e^{j\omega})e^{j\omega t}d\omega, \qquad t \in \mathbb{R} \tag{1.6}$$

Bevis udelades, men ses i (Folland 2009, s. 218). En egenskab ved Fouriertransformationen er, at det indre produkt bevares til en faktor 2π. Specifikt gælder Parsevals ligning (Folland 2009, s. 221)

$$||X(e^{j\omega})||^2 = 2\pi||x(t)||^2 \tag{1.7}$$

hvilket betyder, at hvis $x(t)$ er en L^2 funktion, vil $X(e^{j\omega})$ også være en L^2 funktion.

Fouriertransformationen noteres:

$$x(t) \overset{\mathcal{FT}}{\longleftrightarrow} X(e^{j\omega}) \tag{1.8}$$

1.1.3 Diskret-tids Fouriertransformation

Diskret-tids Fouriertransformationen er en version af Fouriertransformationen, som opererer på et diskret signal. Transformationen bliver her en kontinuert funktion af frekvens.

Definition 3 (DTFT)**.** Diskret-tids Fouriertransformationen af en følge $x[n]$ er givet ved (Oppenheim og Schafer 2014, s. 50):

$$X(e^{j\omega}) = \sum_{n\in\mathbb{Z}} x[n]e^{-j\omega n}, \quad \omega \in \mathbb{R} \tag{1.9}$$

hvor

$$x[n] = \frac{1}{2\pi}\int_{2\pi} X(e^{j\omega})e^{j\omega n}d\omega, \qquad n \in \mathbb{Z} \tag{1.10}$$

Diskret-tids Fouriertransformationen noteres:

$$x[n] \overset{DT\mathcal{F}T}{\longleftrightarrow} X(e^{j\omega}) \tag{1.11}$$

DTFT er brugbar analytisk, men kan for det meste ikke udregnes nøjagtigt på en computer, da det kræver en uendelig sum, samt evaluering af et integrale for at komme tilbage.

1.1.4 Diskret Fouriertransformation

Den diskrete Fouriertransformation er en N-periodisk version af DTFT. I modsætning til DTFT bliver både input og output endelige følger.

Definition 4 (DFT)**.** Fourierkoefficienterne, $X[k]$, er givet ved (Oppenheim og Schafer 2014, s. 652):

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j2\pi \frac{k}{N} n}, \qquad k \in \mathbb{Z} \tag{1.12}$$

Fourierserien af signalet, $x[n]$, er:

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{j2\pi \frac{k}{N} n}, \qquad n \in \mathbb{Z} \tag{1.13}$$

Den diskrete Fouriertransformation noteres:

$$x[n] \overset{D\mathcal{F}T}{\longleftrightarrow} X[k] \tag{1.14}$$

Da DFT er en endelig version af DTFT, er den bedre til anvendelse i praksis.

1.2 Digitale Signaler

For at kunne arbejde med de fysiske, analoge signaler, er det nødvendigt at introducere sampling (Oppenheim og Schafer 2014, s. 165).

Sampling af et analogt signal foregår i en analog-digital-converter, forkortet ADC. Sampling af det kontinuerte, analoge signal, $x_c(t)$, resulterer i en diskret repræsentation af signalet, $x[n]$, som er en følge af samples. Følgen udregnes ved:

$$x[n] = x_c(nT_s) \qquad n \in \mathbb{Z} \tag{1.15}$$

hvor T_s er samplingsperioden [s]. Samplingsfrekvensen, f_s, er givet ved $1/T_s$ [s^{-1}]. Desuden bliver amplituden af $x_c(nT_s)$ kvantiseret, således at signalets

amplitude repræsenteres med den begrænsede opløsning computeren tilbyder.

Samplingsprocessen kan repræsenteres matematisk ved et impulstog:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) \tag{1.16}$$

hvor $\delta(t)$ er Diracs delta, givet ved:

$$\delta(t) = \begin{cases} \infty & \text{hvis } t = 0 \\ 0 & \text{hvis } t \neq 0 \end{cases} \tag{1.17}$$

samt normaliseret til

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t)dt = 1 \tag{1.18}$$

Produktet af $s(t)$ og $x_c(t)$ er:

$$\begin{aligned} x_s(t) &= x_c(t)s(t) \\ &= x_c(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_c(t)\delta(t - nT_s) \end{aligned} \tag{1.19}$$

Diracs deltafunktion har den egenskab, at $x(t)\delta(t) = x(0)\delta(t)$. Det anvendes på (1.19):

$$x_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_c(nT_s)\delta(t - nT_s) \tag{1.20}$$

Størrelsen af impulsen til sampletidspunktet nT_s er lig værdien af det kontinuerte signal til det tidspunkt. Signalet, $x_s(t)$, er nul, undtagen ved heltalsmultiplum af T_s.

Tages diskret-tids Fouriertransformationen af $x_s(t)$, fås:

$$X_s(e^{j\omega}) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_c \left[j \left(\omega - k\omega_s \right) \right] \tag{1.21}$$

hvor ω er vinkelfrekvens. Der ses, at Fouriertransformationen af det samplede signal består af en periodisk gentagelse af $X_c(e^{j\omega})$ ved hvert heltalsmultiplum af ω_s. For at signalet er entydigt bestemt, skal det opfylde følgende sætning.

Sætning 2 (Nyquist-Shannon samplingssætning)**.** Lad $x_c(t)$ være et båndbegrænset signal med:

$$X_c(e^{j\omega}) = 0 \qquad \forall\ |\omega| \geq \omega_N \tag{1.22}$$

hvor ω_N er den højeste vinkelfrekvens i signalet.
Da er $x_c(t)$ entydigt bestemt ved dets samples $x[n] = x_c(nT), n \in \mathbb{Z}$, hvis

$$\omega_s \geq 2\omega_N \tag{1.23}$$

hvor ω_s er vinkelsamplingsfrekvensen.

Bevis. Det bevises for $\omega_s = 2\omega_N$. Lad $X_c(e^{j\omega})$ være Fouriertransformationen af $x_c(t)$. Antag, at $x_c(t)$ er en L^2 funktion. Da haves:

$$\begin{aligned} x_c(t) &= \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} X_c(e^{j\omega})e^{j\omega t}d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi}\int_{-\omega_N}^{\omega_N} X_c(e^{j\omega})e^{j\omega t}d\omega \end{aligned}$$

hvor grænserne kan ændres grundet antagelsen (1.22).
For at inversionsformlen gælder, skal $X_c(e^{j\omega})$ være en L^1 funktion. Der vides, at det er en L^2 funktion, grundet Parsevals ligning, (1.7). Desuden har den kompakt støtte på intervallet $[-\omega_N, \omega_N]$. Derfor kan Cauchy-Schwarz' ulighed bruges:

$$\int_{-\omega_N}^{\omega_N} 1 \cdot |X_c(e^{j\omega})|d\omega \leq \left(\int_{-\omega_N}^{\omega_N} 1 d\omega\right)^{1/2} \left(\int_{-\omega_N}^{\omega_N} |X_c(e^{j\omega})|^2 d\omega\right)^{1/2} \tag{1.24}$$

Det ses, at begge integraler på højresiden er endelige, hvilket medfører at $|X_c(e^{j\omega})|$ ligger i L^1. Inversionsformlen, sætning 1, gælder altså.

Lad

$$t = \frac{n\pi}{\omega_N}, \qquad n \in \mathbb{Z}$$

hvilket giver det samplede signal:

$$x_c\left(\frac{n\pi}{\omega_N}\right) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\omega_N}^{\omega_N} X_c(e^{j\omega})e^{j\omega\frac{n\pi}{\omega_N}}d\omega$$

Integralet på højresiden genkendes som den n'te koefficient i Fourierserieudvidelsen af $X_c(e^{j\omega})$, taget i intervallet $[-\omega_N, \omega_N]$. Det betyder at værdien af samples $x_c\left(\frac{n\pi}{\omega_N}\right)$ bestemmer Fourierkoefficienterne i serieudvidelsen af

$X_c(e^{j\omega})$. $X_c(e^{j\omega})$ er antaget 0 for frekvenser numerisk større end ω_N, og er dermed bestemt for lavere frekvenser, når dens Fourierkoefficienter er bestemt. $X_c(e^{j\omega})$ bestemmer den originale funktion $x_c(t)$ fuldstændigt, da en funktion er kendt, hvis dets spektrum er bestemt. Derfor bestemmer $x_c\left(\frac{n\pi}{\omega_N}\right)$ det oprindelige signal $x_c(t)$ fuldstændigt. □

Det ses også på (1.21), at hvis samplingsfrekvensen er lavere end $2\omega_N$, vil frekvenser over ω_N blive påvirket af aliasing (Oppenheim og Schafer 2014, s. 170), da Fouriertransformationen er periodisk med perioden ω_s.

Genskabning Der ønskes at genskabe det analoge signal ud fra dets samples. Det gøres i en digital-analog converter, forkortet DAC. Følgen af samples konverteres til en funktion, $x_s(t)$, som i (1.20):

$$x_s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]\delta(t - nT) \tag{1.25}$$

$x[n]$ bliver hermed repræsenteret af en impuls ved tiden nT, hvor T er samplingstiden [s]. Hvis dette impulstog sendes igennem et ideelt lavpasfilter, fås det genskabte signal (Oppenheim og Schafer 2014, s. 173):

$$x_r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n]h_r(t - nT) \tag{1.26}$$

som er ækvivalent med det analoge signal, hvis samplingssætningen er opfyldt.

1.3 Affoldning

Der ønskes at finde impulsresponsen ud fra et input og et output. Det er derfor nødvendigt at affolde signalerne.

Sætning 3. Foldning af to signaler, $x[n]$ og $h[n]$, i tidsdomænet er ækvivalent med multiplikation af Fouriertransformationerne, $X(e^{j\omega})$ og $H(e^{j\omega})$.

$$(x * h)[n] \overset{DT\mathcal{F}T}{\longleftrightarrow} X(e^{j\omega})H(e^{j\omega}) \tag{1.27}$$

Desuden er foldning i frekvensspektret ækvivalent med multiplikation i tidsdomænet.

$$(X * H)(e^{j\omega}) \overset{DT\mathcal{F}T}{\longleftrightarrow} x[n]h[n] \tag{1.28}$$

Bevis (for (1.27))**.** Definitionerne for diskret-tids Fouriertransformationen, (1.9), samt foldning, (1.1), anvendes.

$$\begin{aligned}
Y(e^{j\omega}) &= \sum_{n\in\mathbb{Z}} y[n]e^{-jn\omega} \\
&= \sum_{n\in\mathbb{Z}} \left(\sum_{k\in\mathbb{Z}} x[k]h[n-k] \right) e^{-jn\omega} \\
&= \sum_{n\in\mathbb{Z}} \sum_{k\in\mathbb{Z}} x[k]e^{-jk\omega} h[n-k]e^{-j(n-k)\omega} \\
&= \sum_{k\in\mathbb{Z}} x[k]e^{-jk\omega} \sum_{n\in\mathbb{Z}} h[n-k]e^{-j(n-k)\omega} \\
&= X(e^{j\omega})H(e^{j\omega})
\end{aligned}$$

□

Det ses, at i frekvensspektret multipliceres input, X, og frekvensrespons, H, for at få output, Y:

$$Y[k] = X[k]H[k], \qquad k \in \mathbb{Z} \tag{1.29}$$

Denne egenskab bruges til at affolde input og output, og dermed bestemme den diskrete impulsrespons.

$$h[n] \overset{D\mathcal{F}T}{\longleftrightarrow} \frac{Y[k]}{X[k]} \tag{1.30}$$

Det ses her, at $X[k]$ ikke må være 0. Det kan undgås, da det er inputtet, og derfor kan designes som ønsket.

1.4 Regularisering

Der kan være områder i frekvensspektret, hvor det ikke er muligt at få et brugbart resultat. Det kan være tilfældet, ikke der sweepes over alle nødvendige frekvenser, eller hvis det anvendte udstyr har begrænset frekvensområde. En løsning til dette er regularisering, som gør at den inverse Fouriertransformation ikke opererer udenfor de brugbare frekvenser (Farina 2007, s. 7). Der tilføjes en frekvensafhængig regulariseringsparameter, $\varepsilon[k]$ til (1.30), som er stor uden for de brugbare frekvenser, og ubetydelig i det brugbare område.

$$h[n] \overset{D\mathcal{F}T}{\longleftrightarrow} \frac{Y[k]}{X[k] + \varepsilon[k]} \tag{1.31}$$

1.5 Bestemmelse af Impulsrespons

Der introduceres en række metoder, impulssignal, sinus sweep og MLS-signal, til at teste et rums impulsrespons.

1.5.1 Impulssignal

En nem og hurtig måde at teste et rums impulsrespons på er ved at udsende en impuls i rummet. Det kan være i form af et klap, sprængning af en ballon eller ved at affyre en pistol. Dette sender en lyd med høj amplitude ud i rummet, som reflekteres af rummets objekter og vægge, således at der dannes et ekko. Sprænges en ballon eller affyres en pistol vil dette være en omnidirektional lydkilde.

Denne fremgangsmåde er en approksimation til det ideelle impulssignal. Den skabte impuls er en approksimation til Diracfunktionen, så rummets impulsrespons kan optages direkte, uden at det kræver affoldning mellem input- og outputsignalet.

$$(\delta * h)[n] = h[n] = y[n] \tag{1.32}$$

En impulskilde er ikke nem at producere elektrisk med en højtaler, så derfor frembringes signalet mekanisk. Balloner og pistoler er gode metoder til at producere et højt impulssignal med et bredt frekvensbånd.

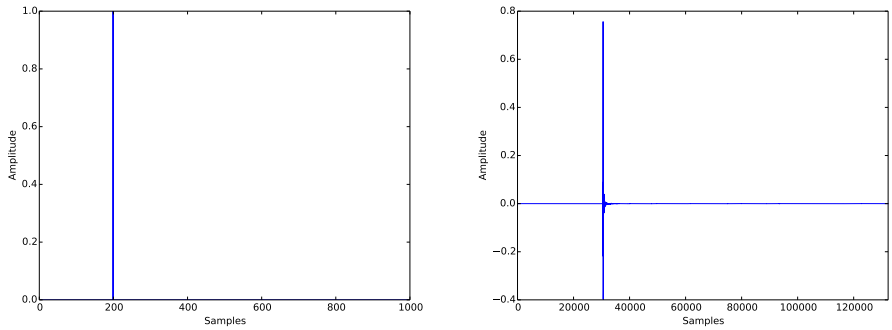
Figur 1.1 viser en ideel impuls, og en ballon sprunget i et lyddødt rum. Det lyddøde rum gør, at rummets impulsrespons næsten ikke ændrer impulsen. Derfor er impulsen kun ændret af små forstyrrelser i form af personer og opstilling, men approksimerer den ideelle impuls.

En fordel ved at benytte en sådan impulskilde til at måle impulsresponsen er, at den er billig og kræver ikke meget opstillingsudstyr i form af højtalere.

En af svaghederne ved denne fremgangsmåde er dog, at det er svært at skabe identiske impulssignaler ved gentagne forsøg. Eksempelvis kan et klap have forskellige styrker, mens en ballons lyd afhænger af mængden af luft i den. Desuden må lydkilden ikke være placeret for tæt på mikrofon, da lyden kan være for høj, hvilket kan skabe fejl i form af overflow.

1.5.2 Sinus Sweep

Impulsrespons kan bestemmes ved hjælp af et sinus sweep. Et sinus sweep er en sinusbølge med konstant amplitude, som starter ved en frekvens, f_0,



(a) Kroeneckers delta (b) Ballon i lyddødt rum

Figur 1.1: Den ideelle impuls og approksimationen.

og ender ved en højere frekvens, f_1.

Lineært Sweep Det simpleste eksempel på et sinus sweep er det lineære sweep. Frekvensen varierer i dette tilfælde lineært med tiden. Frekvensen til en given tid er givet ved

$$f(t) = f_0 + kt$$

hvor f_0 er startfrekvensen og k er hvor hurtigt frekvensen øges. k findes ud fra den valgte slutfrekvens, f_1, og sluttid, t_1:

$$k = \frac{f_1 - f_0}{t_1}$$

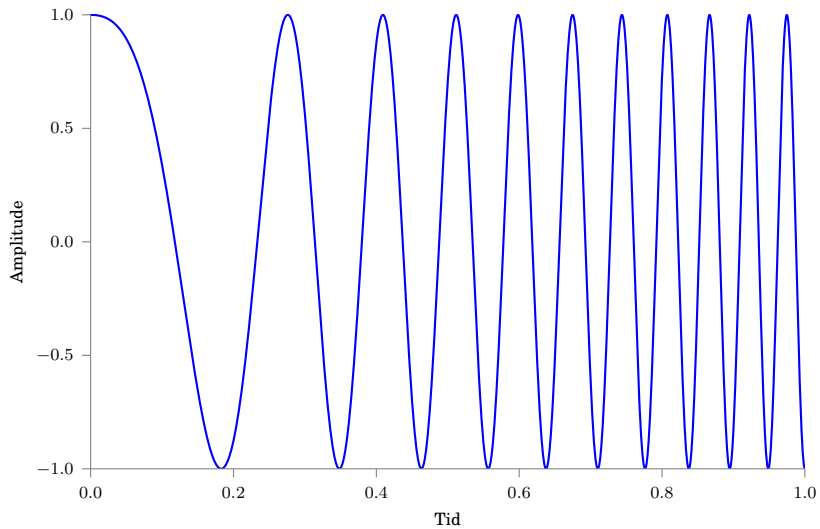
Fasen til en tidsdomænefunktion for et lineært sinus sweep er givet ved integralet af frekvensfunktionen, hvor ϕ_0 er fasen til tiden 0.

$$\begin{aligned}\phi(t) &= \phi_0 + 2\pi \int_0^t f_0 + ks\, ds \\ &= \phi_0 + 2\pi \left(f_0 t + \frac{k}{2} t^2 \right)\end{aligned}$$

Det lineære sweep er givet ved:

$$x(t) = \sin \left[\phi_0 + 2\pi \left(f_0 t + \frac{k}{2} t^2 \right) \right] \tag{1.33}$$

Et eksempel på det lineære sinus sweep ses på figur 1.2.



Figur 1.2: Lineært sinus sweep fra 1 Hz til 20 Hz over 1 sekund. $\phi_0 = \frac{\pi}{2}$.

Eksponentielt Sweep Et andet tilfælde på et sinus sweep er et eksponentielt sweep (Farina 2007, s. 3). Her stiger frekvensen eksponentielt med tiden. Frekvensen til en given tid, t, er givet ved:

$$f(t) = f_0 \left(\frac{f1}{f0}\right)^{(t/t_1)}$$

hvor f_0 er startfrekvensen, f_1 er slutfrekvensen og t_1 er sluttidspunktet. Det er nødvendigt, at $f_0 \neq 0$ og $t_1 \neq 0$. Fasen for den tilhørende tidsdomænefunktion findes ved at integrere frekvensfunktionen.

$$\begin{aligned}\phi(t) &= \phi_0 + 2\pi \int_0^t \left(\frac{f1}{f0}\right)^{(s/t_1)} ds \\ &= \phi_0 + \frac{2\pi}{\ln \frac{f_1}{f0}} f_0 t_1 \left(\left(\frac{f_1}{f_0}\right)^{t/t_1} - 1\right)\end{aligned}$$

Det eksponentielt sweep er givet ved:

$$x(t) = \sin\left[\phi_0 + \frac{2\pi}{\ln \frac{f_1}{f0}} f_0 t_1 \left(\left(\frac{f_1}{f_0}\right)^{t/t_1} - 1\right)\right] \tag{1.34}$$

Et eksempel på det ekspoentielle sinus sweep ses på figur 1.3. Der ses desuden på figur 1.4 et spektrogram for et eksponentielle sinus sweep, som varierer fra

20 til 20000 Hz over 1 sekund. Et spektrogram er en visuel repræsentation af amplituden af et signals frekvenser, som de varierer med tiden.

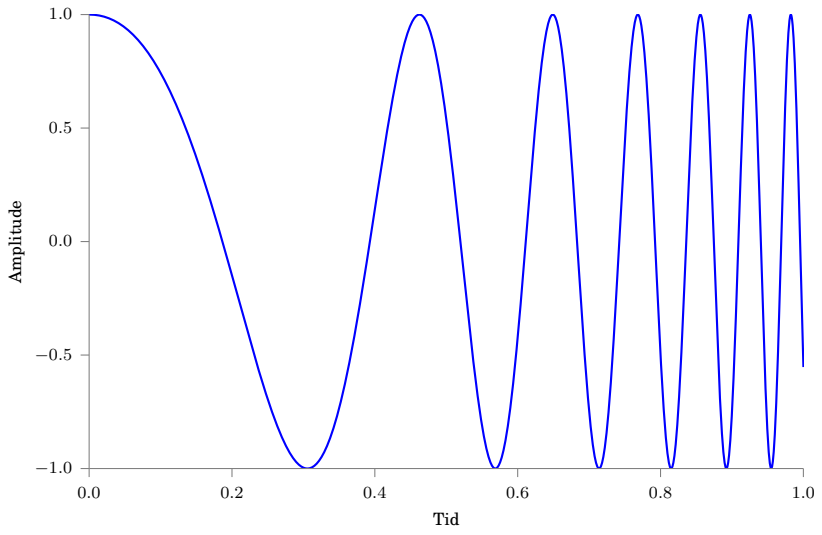
I projektet anvendes et eksponentielt sinus sweep til bestemmelse af rums impulsresponser, som tilføjes et sekunds stilhed før og efter signalet. Det er givet ved:

$$s(t) = \begin{cases} 0 & : 0 \leq t < 1 \\ x(t-1) & : 1 \leq t < 2 \\ 0 & : 2 \leq t < 3 \end{cases} \tag{1.35}$$

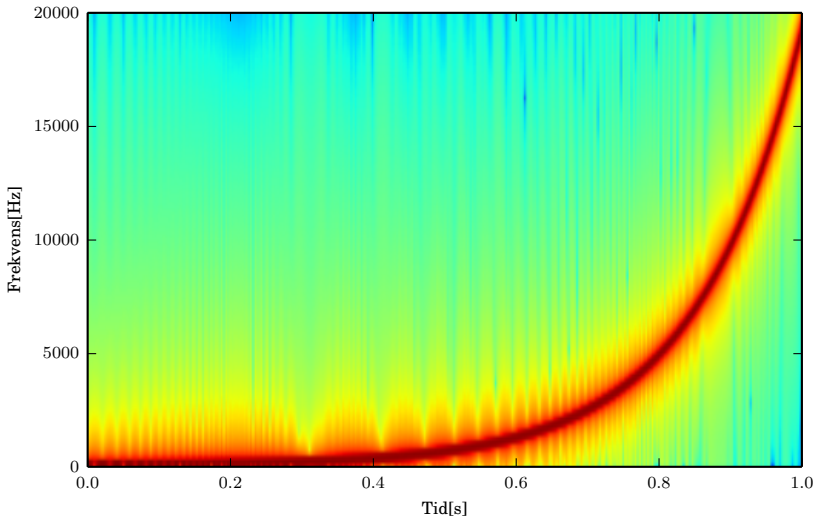
hvor parametrene i $x(t)$ er: $\phi_0 = 0$, $f_0 = 1$, $f_1 = 20000$, $t_1 = 1$.

Desuden samples signalet med samplingsfrekvensen $f_s = 44100$ Hz og samplingstiden $T_s = 1/f_s$. Desuden defineres $T_1 = f_s \cdot 1$ s, som er antallet af samples på et sekund. Det bliver:

$$s[n] = \begin{cases} 0 & : 0 \leq n < T_1 \\ x(nT_s - T_1) & : T_1 \leq n < 2T_1 \\ 0 & : 2T_1 \leq n < 3T_1 \end{cases} \tag{1.36}$$



Figur 1.3: Eksponentielt sinus sweep fra 1 Hz til 20 Hz over 1 sekund. $\phi_0 = \frac{\pi}{2}$.



Figur 1.4: Spektogram for eksponentielt sinus sweep

1.5.3 Maximum Length Sequence

Maximum Length Sequence, MLS, er en specifik form for binær sekvens som approksimerer hvid støj. At generere et MLS-signal er i praktisk ganske ligefremt, men teorien er meget kompleks og omfattende (Rosell 2009). Den udlægges her blot med henblik på anvendelse.

Den diskrete Fouriertransformation af et MLS-signal har et fladt amplitude spektrum (kombineret med en pseudorandom fase), bortset ved nulfrekvensen. Fasen er ikke rigtigt tilfældig, da hver gentagelse af signalet giver samme fase.

MLS signalet er periodisk med perioden $2^m - 1$ samples. Det er en binær sekvens fyldt med to værdier, som eksempelvis kan være $\{0, 1\}$. Frekvenskomponenterne er uniformt fordelt på hele signalet.

Den mest almindelige måde at generere et MLS-signal på er med lineær feedback skiftregister. Skiftregisteret består af m binære elementer, indekseret $[m-1, ..., 0]$. Der vælges en vilkårlig begyndelsesbetingelse, dog ikke nulelementet. Ved hver tidsenhed flyttes elementerne en plads til højre og det venstre element beregnes.
Det venstre element beregnes ud fra det primitive polynomium af grad m,

se tabel 1.1 for eksempler på polynomier. Elementerne i skiftregisteret, svarende til det primitive polynomie fra forrige tidsenhed, udtages. De lægges sammen og bliver taget modulus 2 og indsat som venstreelementet. MLS-signalet består af højreelementet fra alle skift og har derfor længde $2^m - 1$.

Ønskes der at danne et MLS-signal af grad $m = 4$, med begyndelsesbetingelse 1111, bruges det primitive polynomium af grad 4, $x^4 + x + 1$. Ved hvert skift udtages elementerne med indeks 1 og 0. Da der indekseres til $m - 1 = 3$, ignoreres x^4 fra det primitive polynomium. Disse to elementer lægges sammen, og tages modulus 2. Det indsættes som det nye venstreelement, når skiftregisteret flyttes en plads til højre. En del af beregningen af MLS-signalet er som følger:

Antal skift	Skiftregister	MLS-signal
0	$11\ \underbrace{11}_{1+1_{mod2}=0}$	1
1	$\overbrace{0}\ 111$	1
2	0011	1
3	0001	1
4	1000	0
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$

hvor det ses at MLS-signalet dannes af alle højreelementerne af sekvenserne.

Et plot af et MLS-signal med længde $2^4 - 1$ ses på figur 1.5. Desuden ses på figur 1.6 et spektogram for et MLS-signal af længde $2^{15} - 1$. Der ses tydeligt, at MLS-signalet indeholder alle frekvenser, og har umiddelbart samme opførsel som hvid støj.

I projektet anvendes et MLS-signal, $x[n]$ af længde $l = 2^{15} - 1$ med startbetingelsen $[1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 0]$ til bestemmelse af rums impulsresponser. Desuden anvendes samplingsfrekvensen $f_s = 44100$ Hz. $T_1 = f_s \cdot 1$ s, er antallet af samples på et sekund. Der tilføjes desuden et sekunds stilhed

før og efter signalet. Signalet er givet ved:

$$s[n] = \begin{cases} 0 & : 0 \leq n < T_1 \\ x[n - T_1] & : T_1 \leq n < T_1 + l \\ 0 & : T_1 + l \leq n < 2T_1 + l \end{cases} \tag{1.37}$$

m	Primitive polynomium	m	Primitive polynomium
1	$x + 1$	11	$x^{11} + x^2 + 1$
2	$x^2 + x + 1$	12	$x^{12} + x^7 + x^4 + x^3 + 1$
3	$x^3 + x + 1$	13	$x^{13} + x^4 + x^3 + x + 1$
4	$x^4 + x + 1$	14	$x^{14} + x^12 + x^11 + x + 1$
5	$x^5 + x^2 + 1$	15	$x^{15} + x + 1$
6	$x^6 + x + 1$	16	$x^{16} + x^5 + x^3 + x^2 + 1$
7	$x^7 + x + 1$	17	$x^{17} + x^3 + 1$
8	$x^8 + x^6 + x^5 + x + 1$	18	$x^{18} + x^7 + 1$
9	$x^9 + x^4 + 1$	19	$x^{19} + x^6 + x^5 + x + 1$
10	$x^{10} + x^3 + 1$	20	$x^{20} + x^3 + 1$

Tabel 1.1: Eksempel på primitive polynomium af orden 1 til 20

1.6 Signal-støjforhold

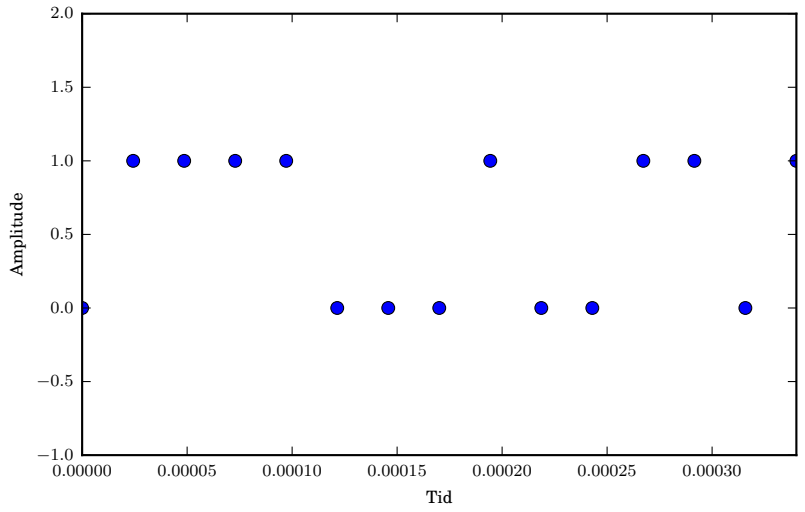
Decibel er en logaritmisk enhed, som anvendes til at udtrykke forholdet mellem to værdier af en fysisk mængde, effekt eller intensitet. En af disse fysiske mængder er ofte en referenceværdi (Voetmann 2009).

Signal-støjforhold, SNR (signal-noise ratio), i et signal, ønskes oftest i dB. Det findes ved at anvende RMS (root-mean-square) på den del af målingen, der vides at indeholde signalet, s, samt på en del af målingen, som vides udelukkende at være støj, w. RMS er givet ved:

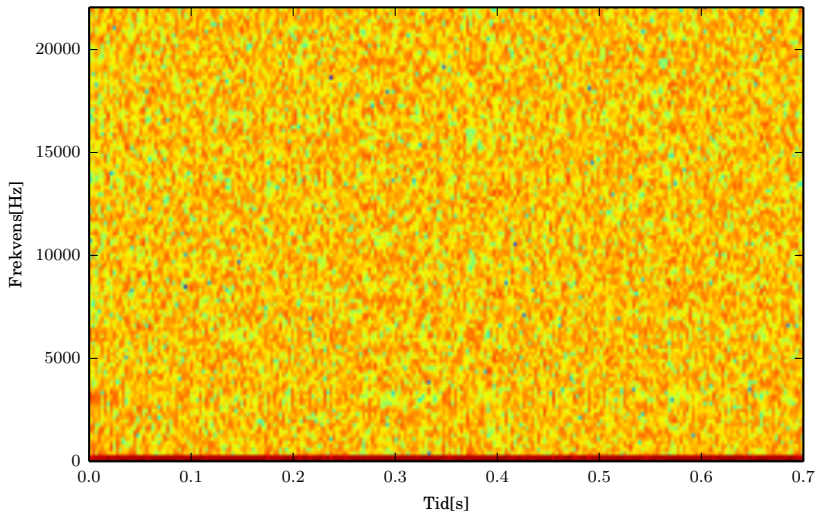
$$x_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} x_i^2} \tag{1.38}$$

Signal-støjforholdet kan dernæst findes ved at bruge støjen som referenceværdi, når der regnes dB:

$$\text{SNR} = 20 \log_{10} \left(\frac{s_{\text{rms}}}{w_{\text{rms}}} \right) \tag{1.39}$$



Figur 1.5: 4. ordens MLS-signal



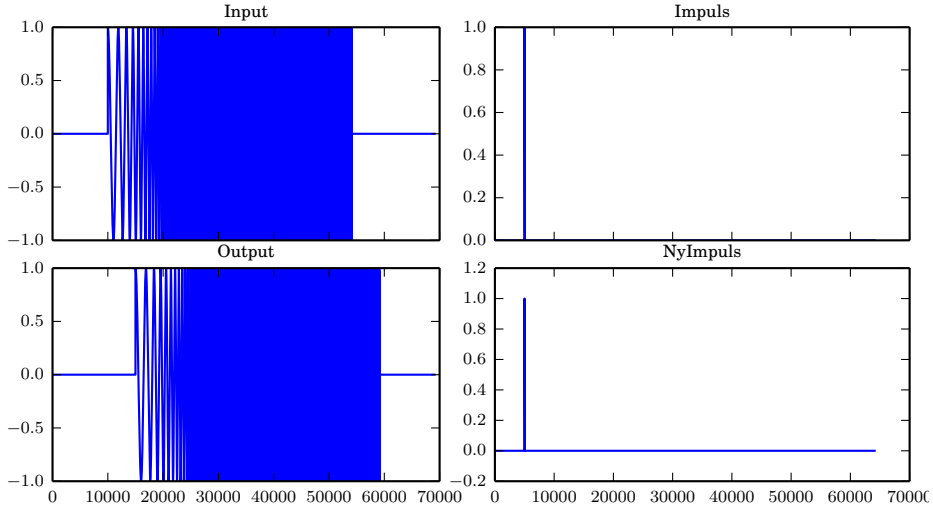
Figur 1.6: Spektogram for 15. ordens MLS-signal

1.7 Simulering af Impulsrespons

For at undersøge hvordan beregning af impulsresponsen i det ideelle tilfælde vil være, foretages simulationer af rum. Der ønskes at finde impulsresponsen ud fra et input og et output, som beskrevet i afsnit 1.3.

Der skabes et sweep, som vælges som input. Dette signal foldes med en impulsrespons, for at få et output. De to signaler bruges til at bestemme impulsresponsen, ved hjælp af Fouriertransformationen. Der forventes, at den beregnede impulsrespons er det samme, som blev brugt til at skabe outputtet.

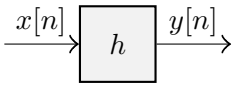
En række simuleringer foretages i Python. Det er nærmere beskrevet i bilag A. Resultatet bliver, som forventet, at impulsresponsen kan bestemmes ud fra input og output, som beskrevet. På figur 1.7 ses en simulering, hvor et sinus sweep fra 20 Hz til 20 kHz (øverst til venstre) foldes med en impulsrespons (øverst til højre), som er en forsinkelse på 5000 samples. Outputtet (nederst til venstre) affoldes med inputtet, og den nye impulsrespons (nederst til højre) er som forventet ækvivalent med den ideelle forsinkelse. Yderligere simuleringer ses i bilag A.



Figur 1.7: Simulering af impulsrespons

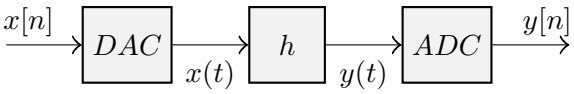
2. Simpel Model

For at finde rummets impulsrespons og dermed afstand, skal der opstilles en model. Der tages udgangspunkt i det fysiske system, som ses på figur 1. Der opstilles først en simpel model, hvor det antages, at det kun er rummet, som har en påvirkning på inputsignalet. Den simple model ses på figur 2.1.



Figur 2.1: Simpel model

Højtaleren kan reelt ikke afspille digitale signaler, hvilket løses ved at inkludere en analog-digital-converter, ADC, og en digital-analog-converter, DAC, i systemet. Disse elementer findes i det fysiske system i lydkortet. Det antages, at disse elementer er perfekte, og ikke påvirker resultatet. Systemet ses på figur 2.2.



Figur 2.2: Digitalt og analogt system

Systemet på figur 2.2 beskrives i kontinuert tid som følger:

$$(x * h)(t) = y(t), \qquad t \in \mathbb{R} \tag{2.1}$$

I computeren regnes med de samplede signaler. Systemet på figur 2.2, med DAC og ADC inkluderet, beskrives diskret som:

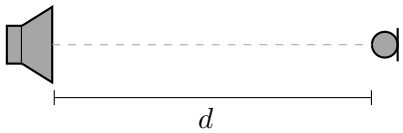
$$(x * h)[n] = y[n], \qquad n \in \mathbb{Z} \tag{2.2}$$

Det er antaget, at kun rummet påvirker signalet, så der arbejdes med modellen på figur 2.1.
Der er i Python implementeret et program, `FindRumImpuls.py`, som genererer et signal, $x[n]$, afspiller det, optager resultatet af rummets påvirkning, $y[n]$. Programmet optager et sekund efter sinus sweepet stopper, hvilket betyder at rummets svar højest må vare et sekund. Dernæst beregnes rummets

impulsrespons, $h[n]$, som (1.30). Som signal kan vælges et eksponentielt sinus sweep, som beskrevet i afsnit 1.5.2 eller et MLS-signal som beskrevet i afsnit 1.5.3. For at teste de forskellige signaler, er et forsøg med direkte afstand og et forsøg med refleksion foretaget.

2.1 Direkte Afstand

Det første forsøg, som blev foretaget, var et forsøg med direkte afstandsmåling. En højtaler placeres, og en mikrofon placeres med en kendt afstand, d, direkte foran højtaleren, som illustreret på figur 2.3. Forsøget beskrives yderligere i bilag C.



Figur 2.3: Direkte lyd

Impulsresponsen for en måling med eksponentielt sinus sweep og MLS-signal ses på figur 2.4.
I dette tilfælde kan den direkte lyd lokaliseres som den sample, der har den største amplitude i impulsresponsen.

$$n_d = \text{argmax}(h[n]) \tag{2.3}$$

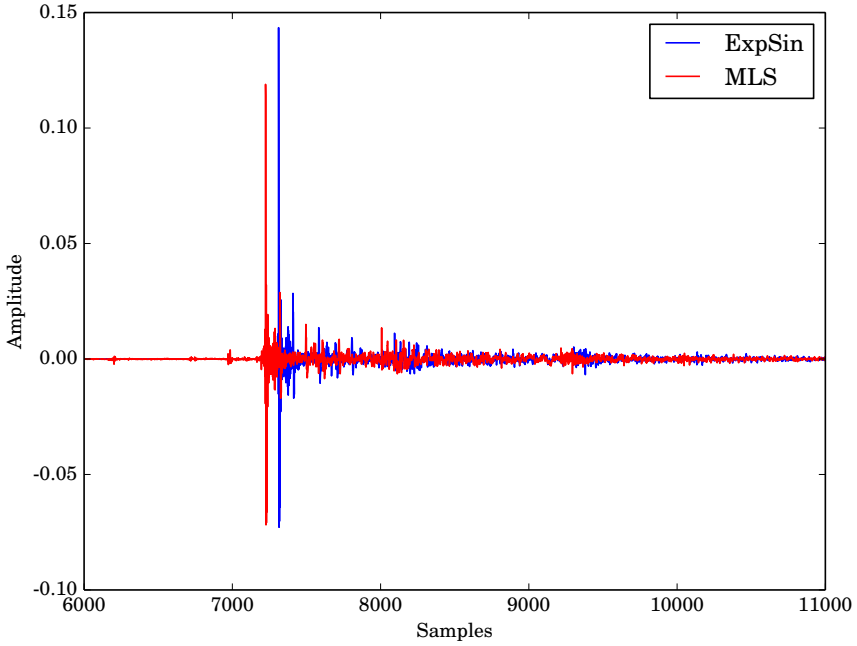
Afstanden kan så beregnes ud fra denne sample som følger:

$$d = n_d \cdot T_s \cdot c \tag{2.4}$$

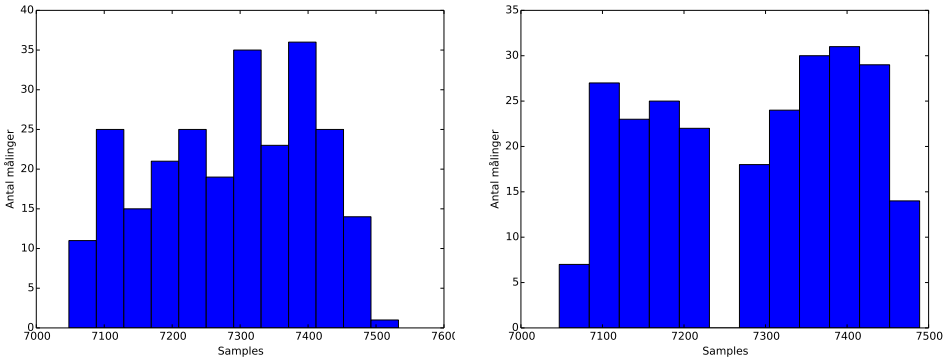
hvor d [m] er afstanden, T_s [s] er samplingstiden og c [m/s] er lydens hastighed.

På figur 2.5 ses to histogrammer over afstanden for de 250 målinger i samples, henholdsvis for det eksponentielt sinus sweep og MLS-signalet. Dataen for målingerne findes i filerne `FindRumImpulsSINUS.txt` og `FindRumImpulsMLS.txt`.

Det ses at histogrammerne, varierer over cirka 450 samples med en standardafvigelse på 128.3 samples. Den simple model giver altså ikke et brugbart resultat. Da der under målingerne er opstået en væsentlig forsinkelse af signalet, som gør den beregnede afstand helt forkert. Samplen for den direkte lyd, n_d, varierer meget på grund af computerens forsinkelse, med en standardafvigelse på 128.3 samples, hvilket svarer til 1 meter.



Figur 2.4: Impulsrespons direkte afstand 2.0 m.



(a) Eksponentielt sinus sweep

(b) MLS-signal

Figur 2.5: Histogram med delay, 250 målinger

2.2 Relativ Afstand

For at undgå forsinkelsen, kan der i stedet ses på en relativ afstand. Det gøres ved at placere højtaleren rettet mod en væg, som vil reflektere lyden tilbage. Mikrofonen opfanger dermed både den direkte lyd, samt reflektionen af lyden fra væggen.
Når impulsresponsen undersøges, kan de to samples, som hører til den direkte lyd og refleksionen findes. De to samples defineres n_d og n_r.

$$n_d = \text{argmax}(h[n]) \tag{2.5}$$

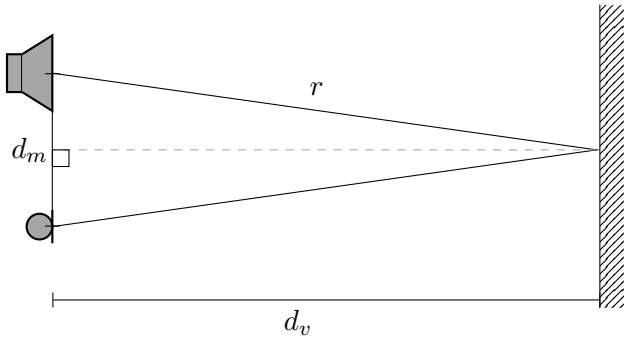
Når den direkte lyd er fundet, findes refleksionen. Alt før cirka 5 cm eller 7 samples efter den direkte lyd sorteres fra, så der antages, at den direkte lyd har passeret mikrofonen. Reflektsonen findes ved:

$$n_r = \text{argmax}(h[n]), \qquad n \notin [0, n_d + 7] \tag{2.6}$$

Afstand til væg

Med mikrofonen placeret direkte mellem højtaleren og væggen, kan afstanden mellem mikrofonen og væggen beregnes fra de to samples som:

$$d_v = \frac{1}{2}(n_r - n_d) \cdot T_s \cdot c \tag{2.7}$$



Figur 2.6: Reflektionen

Der kan dog være tilfælde, hvor det ikke er muligt at placere mikrofonen direkte mellem væggen og højtaleren. Hvis mikrofonen er placeret ved siden af højtaleren, som ses på figur 2.6, kan antallet af samples fra højtaleren til

væggen findes som følger:

$$n_m = 2n_r - n_d \Rightarrow n_r = \frac{n_m + n_d}{2} \tag{2.8}$$

hvor n_m, som måles, er antallet af samples mellem den direkte lyd og refleksionen opfanget af mikrofonen. n_r er antallet af samples for refleksionen mellem højtaleren og mikrofonen, og n_d er antallet af samples for den direkte lyd. Når afstanden mellem højtaleren og mikrofonen kendes, er n_d givet ved:

$$n_d = d_m \cdot f_s/c \tag{2.9}$$

hvor d_m [m] er afstanden mellem højtaleren og mikrofonen, f_s [Hz] er samplingsfrekvensen og c [m/s] er lydens hastighed.
n_r kan omregnes, som i (2.4), for at finde længden af reflektionen i meter, r. Hvis der i stedet ønskes at finde afstanden mellem højtaleren og væggen, d_v, kan Pythagoras' læresætning anvendes:

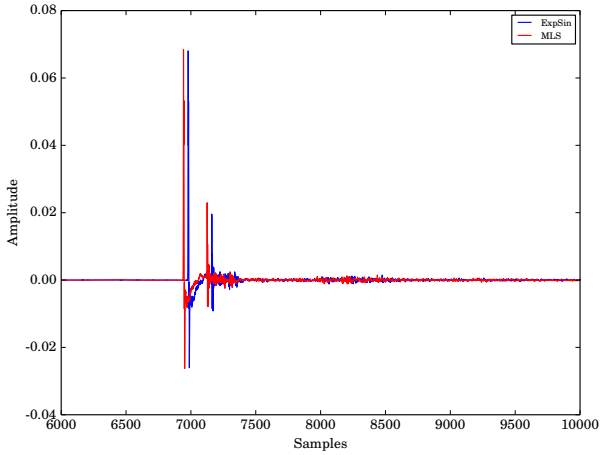
$$d_v = \sqrt{r^2 - \left(\frac{d_m}{2}\right)^2} \tag{2.10}$$

Der er foretaget 3 forsøg, eksponentielt sinus sweep, MLS-signal og ballon. Forsøgene er beskrevet yderligere i bilag D.

Med eksponentielt sinus sweep og MLS-signal måles afstanden til 182 samples, hvilket beregnet med (2.10) svarer til 70.8 centimeter, for alle 50 målingers impulsrespons, undtagen den første. Et plot af impulsresponsen for en af begges målinger, kan ses på figur 2.7. Den første måling ved både eksponentielt sinus sweep og MLS-signal ses bort fra, da der var fejl ved optagelsen, hvortil årsagen ikke er undersøgt. Målingerne findes i logfilerne `FindRumImpulsMLS_ref` og `FindRumImpulsSin_ref`.

Ved to af ballonforsøgene måles afstanden til 126 samples, hvilket med (2.7) svarer til 49 centimeter. Ved det sidste forsøg måles afstanden til 122 samples, hvilket svarer til 47.4 centimeter. Målingerne kan ses på figur 2.8.

Med eksponentielt sinus sweep og MLS-signalet er afstandsbestemmelse en god approksimation. Resultatet blev det samme ved gentagne målinger, så den fundne afstand var pålidelig. Med en afstand til væggen på 70 centimeter, blev afstanden fundet til 70.8 centimeter med både eksponentielt sinus sweep og MLS-signal. Ballonen varierer i afstand, men variationen skyldes her usikkerheden ved at anvende en ballon til at finde impulsresponsen.

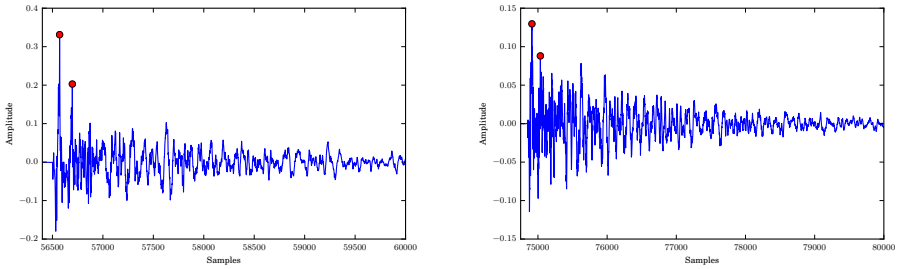


Figur 2.7: Impulsrespons reflektion 70 cm

Ved reflektionsmålinger kan der opstå et problem, hvis reflektionen rammer et lydabsorberende materiale. Amplituden af reflektionen bliver dæmpet, og der er risiko for, at en senere reflektion har større amplitude. Afstanden vil da blive beregnet forkert.

Resultatet bliver næsten fejlfrit ved målinger af refleksion. Der ønskes også at kunne måle direkte afstand, så det er nødvendigt at udvide modellen.

På trods af, at både sinus sweep og MLS-signal giver et identisk resultat, vælges fremover udelukkende at fokusere på sinus sweep, da det er lettere at kontrollere sweepets frekvenser og varighed end ved MLS.



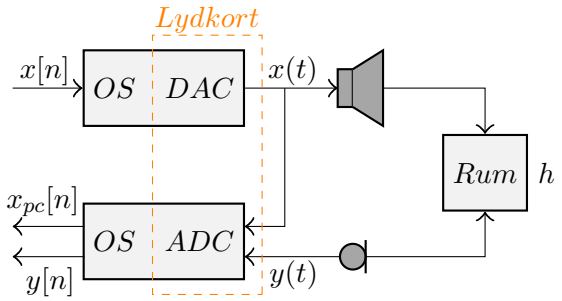
(a) 126 samples

(b) 122 samples

Figur 2.8: Ballon

3. Udvidelse af model

For at korrigere for forsinkelsen fundet i afsnit 2.1, udvides den simple model. Computeren og lydkortet tilføjes til modellen. Derudover udvides systemet, således at $x_{pc}[n]$, som er signalet, der går ind i højtaleren, efter at det har været igennem operativsystemet og lydkortets DAC, findes. Der antages, at blokken OS-ADC er perfekt og ikke påvirker systemet, da denne ikke kan isoleres. Den udvidede model ses på figur 3.1.



Figur 3.1: Udvidet model

Desuden undersøges hvilken betydning højtalerens impulsrespons har på rummets impulsrespons.

3.1 OS-DAC

Den direkte afstand måles ikke korrekt, da der er meget variation i målingerne. En lineær regression af forsinkelsen er ikke præcist nok. Der antages, at computerens forsinkelse opstår i blokken OS-DAC, og at OS-ADC ikke tilføjer en forsinkelse. Derfor ønskes det at fjerne denne forsinkelse ved at affolde computerens forsinkelse OS-DAC, $o[n]$, med impulsresponsen. Systemet, som tager højde for computerens forsinkelse, er:

$$(x * o * h)[n] = y[n], \qquad n \in \mathbb{Z} \tag{3.1}$$

$x(t)$ måles inden signalet når højtaleren, og $x_{pc}[n]$ er dermed givet ved:

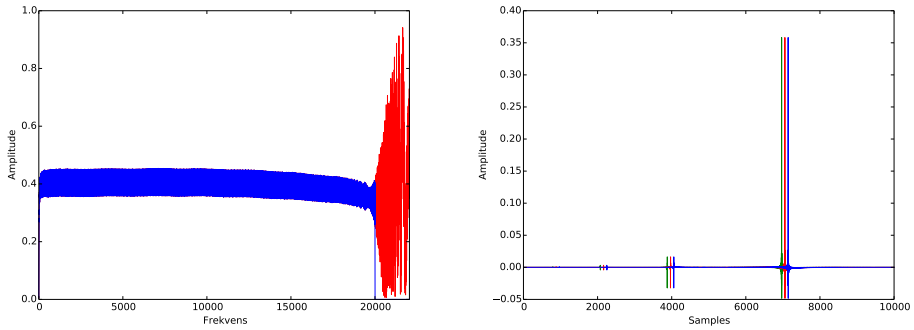
$$x_{pc}[n] = (x * o)[n], \qquad n \in \mathbb{Z} \tag{3.2}$$

For at finde computerens forsinkelse affoldes det genererede sinus sweep med det afspillede sinus sweep. Desuden regulariseres signalet som beskrevet i afsnit 1.4.

$$o\left[n\right] \overset{D\mathcal{F}T}{\longleftrightarrow} \frac{X_{\mathrm{pc}}[k]}{X[k] + \varepsilon[k]} \tag{3.3}$$

hvor $\varepsilon[k]$ er ∞ for frekvenser over 20 kHz og 0 indtil, da sinus sweepet stopper ved denne frekvens. Der regulariseres ikke inden 1 Hz, da det antages ubetydeligt. På figur 3.2a ses med rødt, at frekvenserne over 20 kHz bliver 0.

Forsinkelse, $o[n]$, ses på figur 3.2b, hvor det ses at computerens delay ligger omkring de 7000 samplingspunkter, som forsøgene i bilag C også viste. På figur 3.2b ses tre forskellige forsinkelser fra computeren, hvor det ses at forsinkelsen har forskellige længder, men selve signalet er stort set ens, bortset fra en minimal forskel i amplitude.



(a) Frekvensrespons

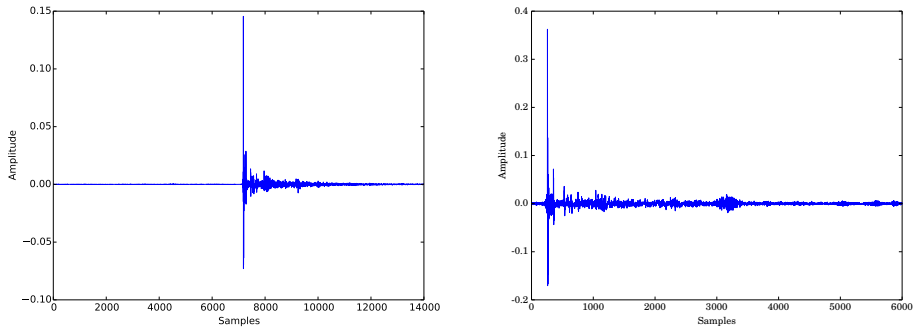
(b) Impulsrespons

Figur 3.2: OS-DAC, $o[n]$

Affoldes impulsresponsen med denne forsinkelse, opnås en afstand på omkring 258 samplingspunkter, svarende til 200.98 centimeter. Dette ses på figur 3.3.

3.2 Model med højtaler og mikrofon

Den samlede model, figur 3.1, indeholder også højtalerens impulsrespons, $l[n]$. Højtalerens impulsrespons har en indflydelse på, hvordan lyden sendes ud i rummet, og derfor skal der affoldes med denne for kun at få rummets



(a) Med computerens forsinkelse. (b) Uden computerens forsinkelse.

Figur 3.3: Impulsrespons og computerens forsinkelse

impulsrespons, som ønsket. Modellen kommer samlet set til at se ud som følger:

$$(x * o * l * h)[n] = y[n], \qquad n \in \mathbb{Z} \tag{3.4}$$

Højtaleren og mikrofonen kan ses som en samlet blok, da foldning er kommutativt. Højtalerens egenskaber er retningsbestemte, og blev udmålt i bilag E. Alle forsøg med afstandsmålinger er lavet ved en vinkel på nul grader. Der ønskes derfor at affolde med optagelsen af højtaleren fra det lyddøde rum, B4-111, ved denne vinkel, for at fjerne højtalerens påvirkning af rummets impulsrespons. Desuden regulariseres højtaleren, $l[n]$, for at fjerne frekvenser, som mikrofonen ikke kan optage.

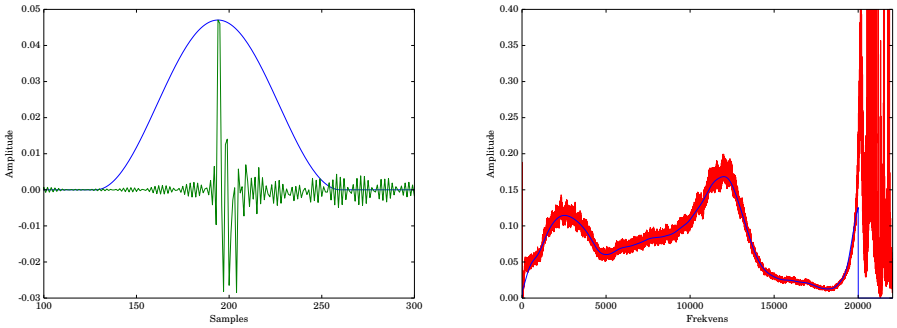
$$l\,[n] \overset{D\mathcal{F}T}{\longleftrightarrow} \frac{Y_{\mathrm{ld}}[k]}{X_{\mathrm{pc}}[k] + \varepsilon[k]} \tag{3.5}$$

hvor $\varepsilon[k]$ er ∞ for frekvenser fra 0 til 20 Hz, samt over 20 kHz. I intervallet fra 20 Hz til 20 kHz er $\varepsilon[k]$ lig 0.

For at sikre, at der ikke er nogle refleksioner fra rummet, afskæres signalet, $l[n]$, kort efter den direkte lyd ved brug af en vinduesfunktion. Da et firkantet vindue i tidsdomænet svarer til at folde en sinkfunktion, $\frac{\sin(x)}{x}$, på i frekvensspektret, påvirker det uhensigtsmæssigt. For at bevare mere af frekvensspektret, anvendes i stedet et Hannvindue i tidsdomænet. Det er givet ved:

$$v[n] = 0.5\left(1 - \cos\left(\frac{2\pi n}{N-1}\right)\right) \tag{3.6}$$

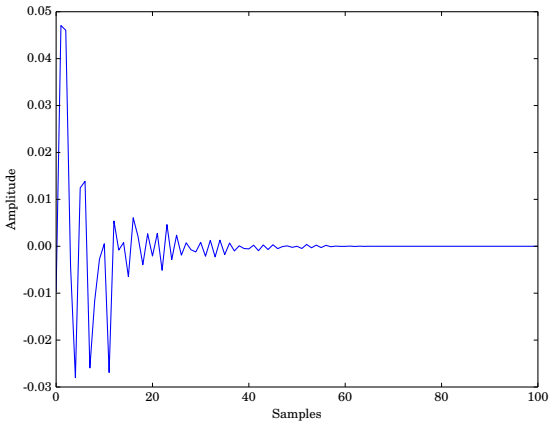
hvor $N = 133$. Et skaleret Hannvindue ses, sammen med højtalerens impulsrespons, på figur 3.4a. Hannvinduet er konstrueret, således at der ikke medtages eventuelle reflektioner fra rummet. Højtalerens frekvensrespons ses med blå på figur 3.4b, hvor frekvensresponsen inden brug af Hannvinduet og regularisering ses med rødt.



(a) Impulsrespons med Hannvindue (b) Frekvensrespons

Figur 3.4: Højtaleren, $l[n]$, ved nul grader

Afslutningsvis forskydes højtaleren i tid, således at der ikke opstår en ny forsinkelse, grundet afstanden mellem højtaleren og mikrofonen under målingen i det lyddøde rum, ved affoldning med højtaleren. På figur 3.5 ses højtalerens impulsrespons uden denne forsinkelse.



Figur 3.5: Højtalerens impulsrespons uden forsinkelse

3.3 Afstandsmåling med udvidet model

Der testes nu, hvordan denne model klarer sig ved det samme forsøg med direkte afstand, som beskrevet i afsnit 2.1. Forsøget beskrives yderligere i bilag C. For at måle den direkte afstand med den nye model, er det igen nødvendigt at finde rummets impulsrespons. (3.4) bruges:

$$h[n] \overset{\mathcal{DFT}}{\longleftrightarrow} \frac{Y[k]}{X_{pc}[k] \cdot L[k] + \varepsilon[k]} \tag{3.7}$$

hvor $\varepsilon[k]$ er ∞ for frekvenser fra 0 til 20 Hz, samt over 20 kHz. I intervallet fra 20 Hz til 20 kHz er $\varepsilon[k]$ lig 0. Når rummets impulsrespons er fundet, kan afstanden fra højtaler til mikrofon findes ved hjælp af samplen til den direkte lyd:

$$n_d = \text{argmax}(h[n]) \tag{3.8}$$

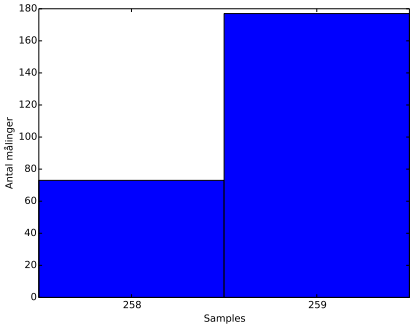
Afstanden, d [m], beregnes som

$$d = n_d \cdot T_s \cdot c \tag{3.9}$$

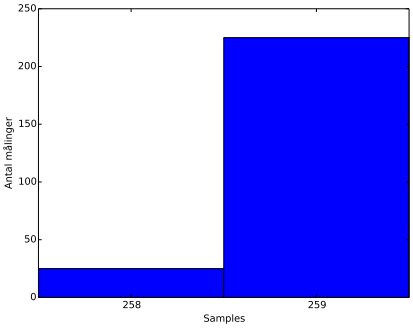
hvor T_s [s] er samplingstiden og c [m/s] er lydens hastighed.

På figur 3.6 ses to histogrammer over afstanden til 250 målinger, henholdsvis for det eksponentielle sinus sweep og MLS-signalet, hvor $x_{pc}[n]$ er affoldet fra $y[n]$. Data for målingerne findes i filerne `FindRumImpulsSINUS.txt` og `FindRumImpulsMLS.txt`. Det ses, at de 250 målinger for hver metode kun rammer de to samples 258 og 259. Ændringen mellem 2 samples kan skyldes en variation i rumtemperaturen under målingerne. Standardafvigelsen er 0.45 samples ved eksponentielt sinus sweep.

Resultatet er, at den direkte afstand, som var målt ud til 2 meter, beregnes til 200.6 og 201.4 centimeter, alt efter hvilken sample der vælges. Impulsresponsen ses på figur 3.7a.
Affoldes dette med højtalerens impulsrespons opnås en afstand på 257 samplingspunkter, svarende til 199.8 centimeter. Dette ses på figur 3.7b.

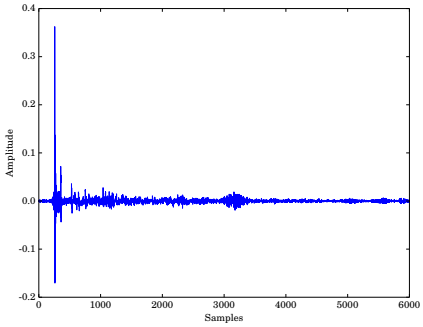


(a) Eksponentielt sinus sweep

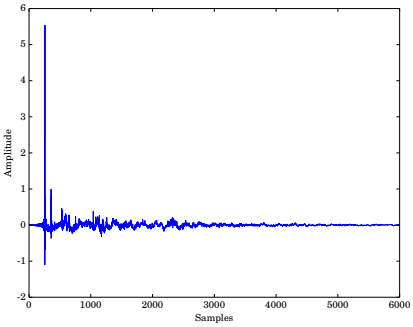


(b) MLS-signal

Figur 3.6: Histogram uden delay, 250 målinger



(a) Med højtalerens impulsrespons



(b) Uden højtalerens impulsrespons

Figur 3.7: Impulsrespons med computerens forsinkelse

4. Præcisering

Formålet med dette kapitel er at øge afstandsmålingens præcision. Da signalet er samplet i tid, har dette en indflydelse på præcisionen. Subsamplen til den absolutte afstand, n_t, kan derfor ligge mellem to samplingspunkter. Afstanden mellem to samplingspunkter begrænses af lydens hastighed samt samplingsfrekvensen, og regnes med (3.9):

$$\frac{343}{44100} = 7.78 \cdot 10^{-3} \text{ m} \tag{4.1}$$

hvor 343 m/s er lydens hastighed, og 1/44100 s er samplingstiden.

En egenskab for Fouriertransformationen, som kan bruges til at øge præcisionen for tidsforsinkelse er (Oppenheim og Schafer 2014, s. 61 og 676):

$$x[n - n_t] \overset{DTFT}{\longleftrightarrow} X(e^{j\omega})e^{-j\omega n_t} \tag{4.2}$$

$$x[n - n_t] \overset{DFT}{\longleftrightarrow} X[k]e^{-j(2\pi k/N)n_t}, \quad k \in \left[-\frac{N-1}{2}, \frac{N-1}{2}\right] \tag{4.3}$$

hvor N er signallængden, som skal være ulige. Egenskaben, for den diskrete Fouriertransformation, gælder kun, hvis signalet er periodisk.

Teorien beskrives ikke yderligere, men resultater udlægges med henblik på anvendelse (Wiens og Bradley 2009). En række simuleringer af forskellige metoder er simuleret i bilag A.
Til behandling af de reelle målinger vælges metoden med forskydning af fase, da den i simuleringerne giver det bedste resultat uden støj. Det giver dog værre resultater jo mere støj der tilføjes. Derfor medtages forbedret gaussinterpolationsmetode, da den konsistent giver et meget bedre resultat end argmax. Desuden vælges interpolationsmetoden, da det er standardmetoden.

4.1 Krydskorrelation

Krydskorrelation bruges til at finde ligheder mellem to signaler, som er forskudt i tid. Dette bruges ofte til at søge efter kortere egenskaber ved længere signaler.

Definition 5 (Krydskorrelation)**.** Den diskrete krydskorrelation er defineret som følger:

$$(f \star g)[n] = \sum_{m=-\infty}^{\infty} f^*[m]g[m+n] \tag{4.4}$$

hvor f^* er den kompleks konjugerede af f.

Krydskorrelationen kan beregnes som:

$$(f \star g)[n] \overset{DFT}{\longleftrightarrow} F^*[k]G[k] \tag{4.5}$$

4.2 Interpolation

En metode, der kan anvendes til forøgelse af præcision, er interpolation. Denne metode benytter den diskrete krydskorrelation. Krydskorrellations maksimum, $c[p]$, lokaliseres og nabopunktet på hver side vælges. Herefter udføres interpolation ved at tilpasse en parabel til disse tre punkter. Denne parabel vil antage et maksimum, da de to nabopunkter er lavere i amplitude. Toppunktet til den interpolerede parabel findes ved følgende formel:

$$\hat{n_t} = p + \frac{c[p-1] - c[p+1]}{2\left(c[p-1] - 2c[p] + c[p+1]\right)} \tag{4.6}$$

hvor $\hat{n_t}$ er approkismationen til den reelle tidsforsinkelse, n_t.

4.3 Forbedret Gauss

Gaussmetoden er en modificeret version af interpolationsmetoden, hvor der i stedet for en parabel tilpasses en gausskurve til de tre punkter. Forbedret gauss er en metode, som beholder fordelene fra gaussmetoden, men er robust overfor situationer, hvor der forekommer negative krydskorrelationer. Toppunktet findes ved:

$$\hat{n_t} = p + \frac{\ln(c[p-1]+\beta) - \ln(c[p+1]+\beta)}{2\Big((\ln(c[p-1]+\beta) - 2\ln(c[p]+\beta) + \ln(c[p+1]+\beta)\Big)} \tag{4.7}$$

hvor β er givet ved:

$$\beta = -min(c[p-1], c[p+1]) + \alpha \tag{4.8}$$

og $\alpha \in \mathbb{R}_+$ er en konstant.

4.4 Fase

En anden metode, som klarer sig godt i simulationerne, er fasemetoden. Den estimerer forsinkelsen mellem to signaler, ved at benytte at en forsinkelse i tidsdomænet er ækvivalent med en forskydning af fasen i frekvensdomænet. Fremgangsmåden er at krydskorrelere to signaler, x_0 og x_1, og finde samplen, p, til det største peak i dette signal, hvorefter fasen for X_1 forskydes med denne værdi med (4.2). Dernæst beregnes estimeret empirisk overførselfunktion, som er givet ved:

$$ETFE(e^{j\omega}) = \frac{X_1(e^{j\omega})e^{-j(2\pi k/N)(-p)}}{X_0(e^{j\omega})} \tag{4.9}$$

En linje for fasen, $\phi(e^{j\omega})$, tilpasses argumentet for ETFE, som en funktion af vinkelfrekvensen. Den approksimerede tidsforsinkelse er givet ved:

$$\hat{n}_t = p - \frac{d\phi}{d\omega} \tag{4.10}$$

hvor p er samplen til det største peak.

4.5 Afstandsmåling

For at teste metoderne er et forsøg foretaget, hvor der undersøges om en ændring i afstanden på mindre end en sample, 7.78 millimeter, kan registreres. Der forsøges at finde en ændring i afstanden på 1 millimeter og 0.46 millimeter, som henholdsvis er et blad og et udfoldet blad. Forsøget beskrives nærmere i bilag F. Udregningerne er foretaget med `Praecision.py`

Uden metoderne til præcisionsøgelse findes afstanden til 128 samples både med og uden det udfoldede blad, og 129 samples med det foldede blad.

På figur 4.1 ses et plot af resultatet ved interpolationsmetoden omregnet til millimeter. De røde markeringer er målinger uden bladet, de grønne er med det udfoldede blad, og blå med det foldede blad. Stregerne er gennemsnittet af den givne farve.

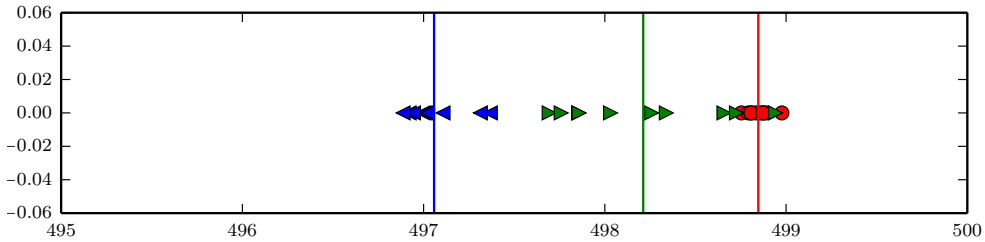
Standardafvigelsen på hver af målingerne er:

Uden blad: 0.0594 mm

Udfoldet blad: 0.421 mm

Foldet blad: 0.153 mm

Forskellen i afstand på gennemsnitsmålinger uden bladet og det udfoldede blad er 0.63 millimeter. Gennemsnitsmålinger uden bladet og med hele bladet har en forskel på 1.79 millimeter.



Figur 4.1: Afstand til væg i millimeter med interpolationsmetoden

På figur 4.2 ses et plot af resultatet ved fasemetoden, omregnet til millimeter. Farverne er som tidligere. Standardafvigelsen på hver af målingerne er:

Uden blad: 0.051 mm

Udfoldet blad: 0.075 mm

Foldet blad: 1.385 mm

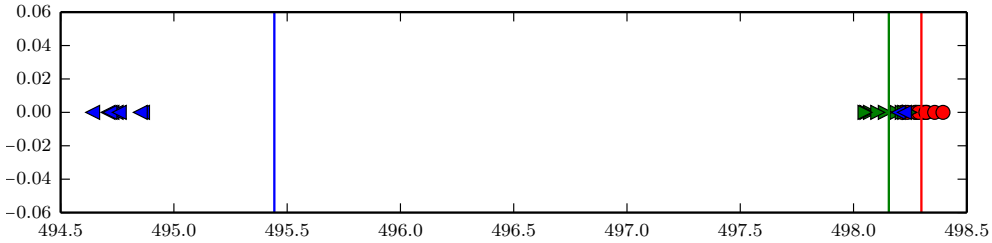
Forskellen i afstand på gennemsnitsmålinger uden bladet og det udfoldede blad er 0.14 millimeter. Gennemsnitsmålinger uden bladet og med hele bladet har en forskel på 2.86 millimeter. Der noteres, på trods af metodens gode resultater i simulationer, at den ikke er god til at estimere forsinkelsen.
På figur 4.3 ses et plot af resultatet ved forbedret gaussmetoden, hvor $\alpha = 1000$, omregnet til millimeter. Farverne er som tidligere. Standardafvigelsen på hver af målingerne er:

Uden blad: 0.066 mm

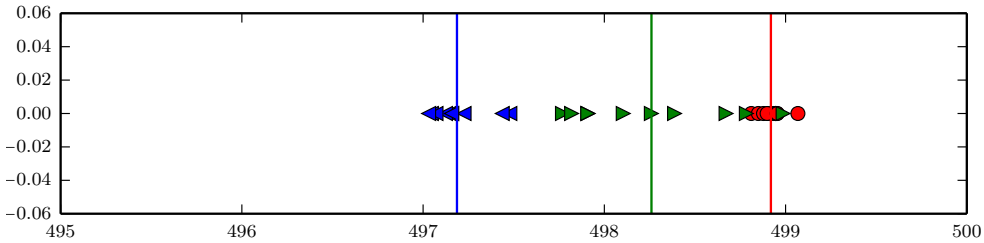
Udfoldet blad: 0.411 mm

Foldet blad: 0.147 mm

Forskellen i afstand på gennemsnitsmålinger uden bladet og det udfoldede blad er 0.66 millimeter. Gennemsnitsmålinger uden bladet og med hele bladet har en forskel på 1.73 millimeter.

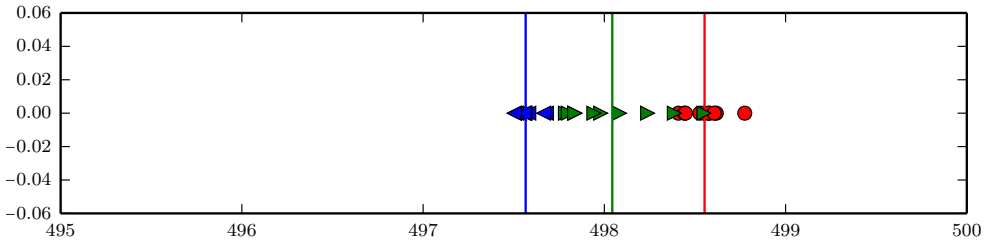


Figur 4.2: Afstand til væg i millimeter med fasemetoden



Figur 4.3: Afstand til væg i millimeter med forbedret gauss, $\alpha = 1000$

Ved den forbedrede gaussmetode er det muligt at tilpasse α således at målingerne stemmer overens med bladets virkelige tykkelse. Det ses på figur figur 4.4, hvor $\alpha = 10$. Forskellen i afstand på gennemsnitsmålinger uden bladet og det udfoldede blad er 0.51 millimeter. Gennemsnitsmålinger uden bladet og med hele bladet har en forskel på 0.99 millimeter.



Figur 4.4: Afstand til væg i millimeter med forbedret gauss, $\alpha = 10$

5. Diskussion

I alle forsøg er temperaturen antaget 20°C og lydens hastighed er dermed 343 m/s, på trods af at temperaturen har en betydning, når det gælder lydens hastighed. Hvis temperaturen varierer under forsøg, kan det være skyld i fejl i afstandsbestemmelsen. Antag, at temperaturændringen maksimalt er ±5°C, hvilket svarer til en ændring af lydens hastighed med ±3 m/s. Afstanden for et samplepunkt er 7.78 millimeter ved 20°C. Ændringen i temperatur betyder, at afstanden maksimalt kan ændre sig med ±0.068 millimeter per sample. Dette vil medføre en fejl i approksimationen af afstanden på 0.87.

Højtalerens egenskaber kan bestemmes mere præcist. En måde at forbedre den, er ved at øge opløsningen af frekvensresponsen, som samtidig vil forbedre impulsresponsen. Opløsningen kan forbedres ved at øge længden af sinus sweepet i tid. Det vil formodentlig medføre, at det polære konturplot, figur E.2, som viser egenskaberne for højtaleren, vil kunne bestemmes ved én måling, i stedet for at være bestemt ved gennemsnittet af flere målinger.

Under præcisionsforsøget blev der foretaget tre sæt målinger. Standardafvigelsen er væsentlig større ved forsøget med det udfoldede blad. Det udfoldede blad blev manuelt presset mod væggen, da det bulede ud, når det kun var tapet. Det kan betyde, at der er sket små ændringer i afstanden under forsøget. Den mindste ændring i dette forsøg slår ud, hvilket den store standardafvigelse kan skyldes. Der kunne eventuelt være anvendt et hårdt materiale, hvor afstanden ikke kan variere.

Desuden ses i præcisionsforsøget, at den reelle afstandsændring ikke findes helt nøjagtigt. Uden metoderne til præcisionsøgelse, blev afstanden målt til 128 samples både med og uden det udfoldede blad, og 129 samples med det foldede blad. Tykkelsen af det foldede blad på 1 millimeter bestemmes i det bedste tilfælde til 0.99 millimeter ved forbedret gaussinterpolation. Uden metoderne til præcisering ville afstanden være bestemt til nærmeste halve sample, 3.8 millimeter. Tykkelsen af det udfoldede hæfte på 0.46 millimeter bestemmes i det bedste tilfælde til 0.51 millimeter ved forbedret gaussinterpolation, hvor afstanden ellers ville være bestemt til 0 millimeter, da det var samme sample. Disse afstande er meget tæt på det oprindelige, men parameteren α er tilpasset til målingerne, for at opnå et resultat tæt på det

ønskede. Det vil være nødvendigt at undersøge, hvorvidt metoden fortsat giver det rigtige resultat ved nye målinger, hvis det skal være pålideligt.
På trods af fasemetodens gode resultat i simuleringen, giver den et ubrugeligt resultat ved anvendelse på målinger. Den ændrer ikke resultatet meget i forhold til blot at tage argmax. Det kan skyldes, at metoden ikke er anvendelig ved refleksioner, men dette undersøges ikke nærmere.

6. Konklusion

Der er i dette projekt undersøgt, hvordan afstande kan bestemmes ved brug af lyd. Fremgangsmåden er at finde rummets impulsrespons og derefter analysere denne.

Der er forskellige muligheder for, hvordan impulsresponsen kan bestemmes. En mulighed er at udsende en impuls ud i rummet, og optage svaret. I praksis kan det gøres ved brug af en ballon. En anden mulighed er at afspille et signal med specifikke egenskaber. I dette projekt er der anvendt et eksponentielt sinus sweep og et MLS-signal. Impulsresponsen kan derefter findes ved at affolde en optagelse af et signal med det udsendte signal. Sinus sweep og MLS-signal viste sig at være konsistent bedst, da det er nemmere at genskabe forsøget og validere resultatet.

For at bestemme afstande, betragtes impulsresponsen. Den direkte lyd og refleksioner fra objekter optræder i impulsresponsen i form af maksima, hvor den direkte lyd fra højtaler til mikrofon vil være det første maksimum, som er samtidig er det globale maksimum. Reflektioner fra objekter findes som efterfølgende maksima. Når disse punkter er lokaliseret, kan afstande findes ved at undersøge antal samples til den direkte lyd, eller antal samples mellem den direkte lyd og reflektionen. Antallet af samples kan omregnes til en afstand, når lydens hastighed i luft og samplingsfrekvensen kendes.

Direkte afstandsmåling er, med den simple model, helt ubrugeligt. Med den udvidede model bliver afstand bestemt ned til en sample, 7.78 millimeter. Ved reflektionsmålingerne bliver præcisionen en halv sample, både for den simple og udvidede model. Denne præcision øges yderligere ved at anvende tre metoder, interpolation, forbedret gaussinterpolation og fasemetoden, til at bestemme afstanden til mindre end en halv sample. Afstanden findes ikke helt præcist, men bliver væsentligt bedre, især ved interpolation og gaussinterpolation. Et blad på 1 millimeter i tykkelsen måles i det bedste, tilpassede scenarie til 0.99 millimeter. Præcisionen påvirkes desuden af rumtemperaturen. Det har dog en mindre påvirkning, hvilket ikke ændrer præcisionen synderligt.

Bibliografi

Farina, Angelo (2007). "Advancements in impulse response measurements by sine sweeps". I: URL: http://pcfarina.eng.unipr.it/Public/Papers/226-AES122.pdf.

Folland, Gerald B. (2009). *Fourier Analysis and Its Applications*. Fourth edition. AMS.

Oppenheim, Alan V. og Ronald W. Schafer (2014). *Discrete-Time Signal Processing*. Third edition. Pearson.

Rosell, Antoni Torras (2009). "Methods of Measuring Impulse Responses in Architectural Acoustics". Master's Thesis. Technical University of Denmark. URL: http://web-files.ait.dtu.dk/fjac/p_home_page/notes/antoni%20torras%20rosell.pdf.

Vetterli, Martin, Jelena Kovacevic og Vivek K Goyal (2014). *Foundations of Signal Processing*. Cambridge University Press. URL: http://www.fourierandwavelets.org/FSP_v1.1_2014.pdf.

Voetmann, Jan (2009). "Lydstyrke". I: URL: http://www.denstoredanske.dk/It,_teknik_og_naturvidenskab/Fysik/Akustik/lydstyrke.

Wiens, Travis og Stuart Bradley (2009). "A Comparison of Time Delay Estimation Methods for Periodic Signals". I: URL: http://www.nutaksas.com/papers/wiens_dsp_delay.pdf.

Bilag

A. Simulering

I dette bilag dokumenteres en række simuleringer. Første sektion beskriver simuleringer af foldning og affoldning af impulsrespons. Anden sektion beskriver simuleringer af forskellige metoder til bestemmelse af subsampletidsforsinkelse.

Impulsrespons

I hver simulering vælges en impulsrespons, som enten kan være en forsinkelse, en refleksion eller den målte impulsrespons fra et rum.

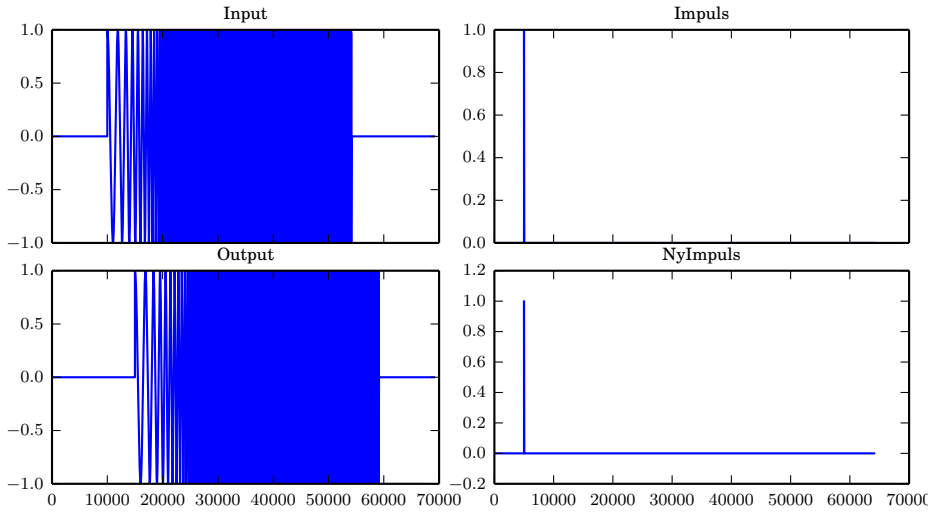
Den valgte impulsrespons foldes med inputsignalet, som er enten et eksponentielt sinus sweep eller et MLS-signal. Der fås deraf et outputsignal, som sammen med inputsignalet bruges til at beregne impulsrespons. Den beregnede impulsrespons sammenlignes med den rigtige impulsrespons.

Sinus Sweep Et standard eksponentielt sinus sweep, som varierer over frekvenserne 20 Hz til 20 kHz.
Simuleringen i henholdsvis tids- og frekvensdomænet ses på figur A.1 med en forsinkelse som impulsrespons. Desuden ses på figur A.2 simulering med en refleksion som impulsrespons, og figur A.3 viser simulering med en rigtig impulsrespons.

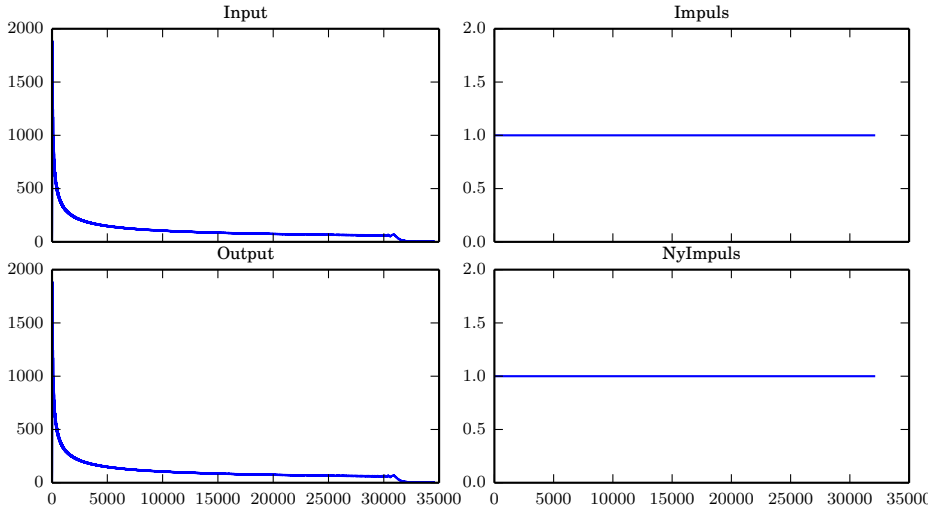
Andre simuleringer En lang række simuleringer kan findes i pythonfilen `SimuleringsMiljo.py`. Der findes følgende simuleringer:

- Standard eksponentielt sinus sweep - `Sin()`
- Standard MLS-signal - `MLS()`
- Padded sinus sweep - `SinPadded()`
- Padded MLS-signal - `MLSPadded()`
- Forkortet sinus sweep - `SinForkortet()`
- Forkortet MLS-signal - `MLSForkortet()`
- Forlænget sinus sweep - `SinForlaenget()`

- Forlænget MLS-signal - `MLSForlaenget()`
- Lave frekvenser sinus sweep - `SinLavfrek()`
- Høje frekvenser sinus sweep - `SinHojfrek()`
- For høje frekvenser sinus sweep - `SinForHojefrek()`
- Middelfrekvenser sinus sweep - `SinMiddelfrek()`
- MLS hvor nogle punkter mangler - `MLSMangler()`
- Sinus sweep med støj - `SinStoj()`
- MLS-signal med støj - `MLSStoj()`

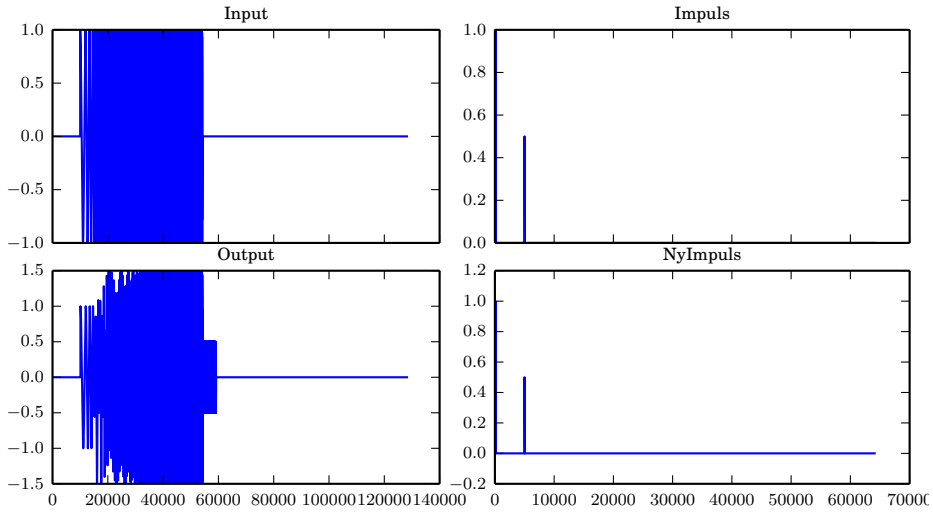


(a) Tidsdomænet

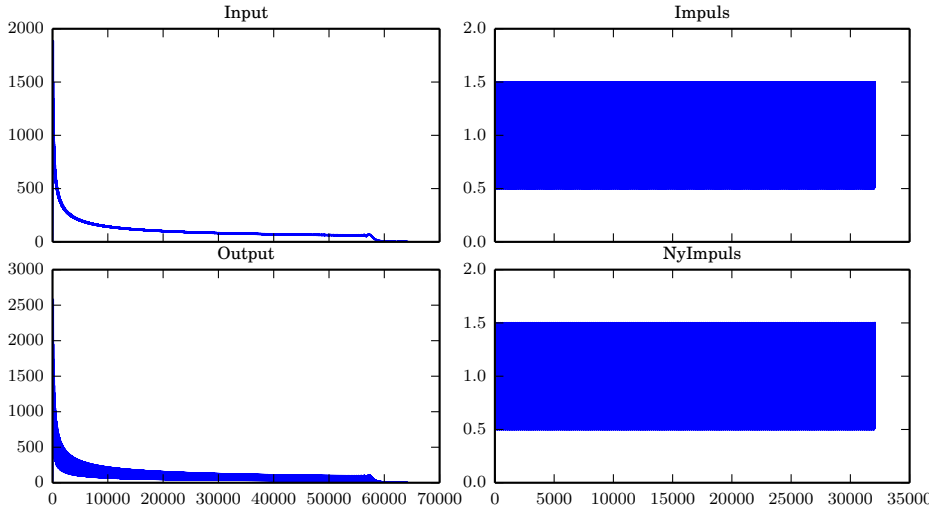


(b) Frekvensdomænet

Figur A.1: Simulering af forsinkelse, Sinus Sweep

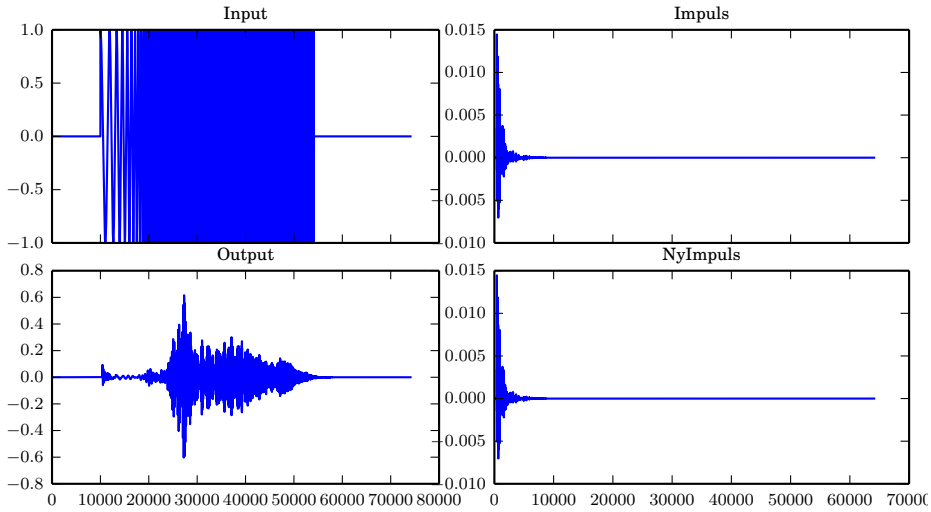


(a) Tidsdomænet

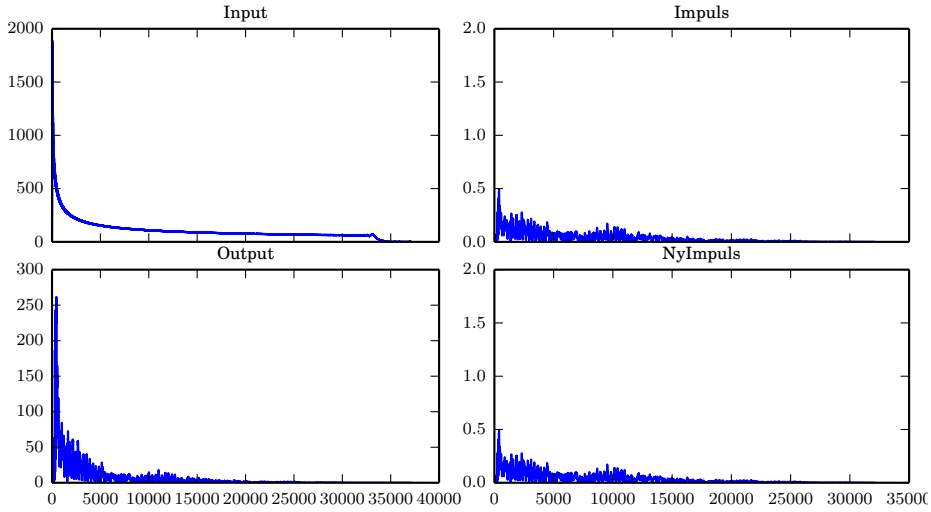


(b) Frekvensdomænet

Figur A.2: Simulering af reflektion, Sinus Sweep



(a) Tidsdomænet



(b) Frekvensdomænet

Figur A.3: Simulering af rigtig impulsrespons, Sinus Sweep

Subsamplepræcision

Afsnittet dokumenterer simuleringer lavet med Python scriptet `signal_tidsforsinkelse.py`. Fremgangsmåden præsenteres:

Sweep Det diskrete eksponenielle sinus sweep, som bliver genereret i (1.36), kaldet $s[n]$, bruges som inputsignalet uden forsinkelse. Der vælges et helt delay på $q = 234$ samples og en mængde af subsamples:

$$B = \{b : b = n\frac{1}{100},\ n \in [0, 1, \ldots 99]\} \tag{A.1}$$

n_t er den samlede subsampleforsinkelse, der tilføres til sweepet.

$$S = \{n_t : n_t = q + b,\ b \in B\} \tag{A.2}$$

$$s_{n_t}[n] = \begin{cases} 0 & : 0 \leq n < T_1 + q \\ x(nT_s - (T_1 + n_t)) & : T_1 + q \leq n < 2T_1 + q \\ 0 & : 2T_1 + q \leq n < 3T_1 \end{cases} \tag{A.3}$$

hvor x er (1.34) og $n_t \in S$.

Støj På outputsignalet, $y[n]$, er der observeret et signal-støjforhold på 23 dB. Ved simulering testes hvilken indflydelse fem forskellige støjniveauer af hvidt gaussisk støj har på præcisionsmetoderne. De valgte signal-støjforhold er 0 dB, 10 dB, 20 dB, 30 dB, 40 dB og ingen støj. For at finde standardafvigelsen til det hvide gaussiske støj omregnes signal-støjforholdet først fra dB til et lineært signal-støjforhold:

$$SNR_{dB} = 10\log_{10}(SNR) \tag{A.4}$$

$$SNR = 10^{SNR_{dB}/10} \tag{A.5}$$

Derefter beregnes standardafvigelsen med følgende formel:

$$SNR = \frac{\sigma^2_{signal}}{\sigma^2_{noise}} \tag{A.6}$$

$$\sigma_{noise} = \sqrt{\frac{\sigma^2_{signal}}{SNR}} \tag{A.7}$$

Signalet, $s_{n_t}[n]$, lægges sammen med støj genereret fra normalfordelingen med standardafvigelsen σ_{noise}.

Affoldning/Krydskorrelation De to signaler affoldes eller krydskorreleres. Til affoldning bruges (1.30) som giver et signal, $f[n]$, i tidsdomænet. Til krydskorrelation bruges (4.5) som giver et signal, $k[n]$, i tidsdomænet.

Find max Til at finde argmax, som er argumentet til det største maksimum af det affoldede eller krydskorrelerede signal, bruges:

$$n_d = \text{argmax}(h[n]) \tag{A.8}$$

Delay De forskellige metoder, interpolation, cosinusfitting, forbedret gaussinterpolation, fasemetoden, som introduceres i kilden, (Wiens og Bradley 2009), bruges til at udregne $\hat{n}_t$, som er metodens approksimationen til n_t. Ved forbedret gaussinterpolation bruges parameteren $\alpha = 0.1$ og med krydskorrelation er $\alpha = 1000$.

Resultater

Værdierne i tabel A.1 og i tabel A.3 angiver de forskellige metoders gennemsnitlige fejl kvadreret. Dette beregnes som følgende, hvor N er antallet af elementer i B:

$$e = \frac{1}{N} \sum_{n_t \in S} (\hat{n}_t - n_t)^2 \tag{A.9}$$

Værdierne i tabel A.2 og i tabel A.4 angiver de forskellige metoders fejl i forhold til argmax ved samme signal-støjforhold. Dette forhold beregnes og afrundes til nærmeste heltal.

$$r = \frac{e_{argmax}}{e_{metode}} \tag{A.10}$$

Forbedret gaussinterpolation er den bedste af 3 punkts interpolationsmetoderne, som de hurtigste approksimationer. Fasemetoden klarer sig langt bedst ved et signal-støjforhold på 20 eller over. Den er også relativ hurtig at udregne, men kan dog muligvis ikke håndtere adskille forsinkelser på en gang.

Metode	Signal-støjforhold					
	∞	40 dB	30 dB	20 dB	10 dB	0 dB
Argmax	0.0833	0.0833	0.0833	0.0833	0.0833	0.0833
Interpolation	0.0072	0.0072	0.0072	0.0072	0.0072	0.0072
Cosinusfitting	0.0036	0.0036	0.0036	0.0036	0.0036	0.0036
Forbedret gauss	0.0007	0.0007	0.0007	0.0007	0.0007	0.0009
Fasemetoden	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0043	0.0375

Tabel A.1: Gennemsnitsfejl kvadreret ved affoldning

Metode	Signal-støjforhold					
	∞	40 dB	30 dB	20 dB	10 dB	0 dB
Argmax	1	1	1	1	1	1
Interpolation	12	12	12	12	12	12
Cosinusfitting	23	23	23	23	23	23
Forbedret gauss	119	119	119	117	118	95
Fasemetoden	119480290	13575577	1416752	96004	19	2

Tabel A.2: Relativ forbedring i forhold til argmax ved foldning

Metode	Signal-støjforhold					
	∞	40 dB	30 dB	20 dB	10 dB	0 dB
Argmax	0.0833	0.0833	0.0833	0.0833	0.0833	0.0833
Interpolation	0.0041	0.0041	0.0041	0.0041	0.0041	0.0041
Cosinusfitting	0.0037	0.0037	0.0037	0.0037	0.0037	0.0037
Forbedret gauss	0.0002	0.0002	0.0002	0.0002	0.0002	0.0003
Fasemetoden	0.0000	0.0000	0.0000	0.0000	0.0043	0.0375

Tabel A.3: Gennemsnitsfejl kvadreret ved krydskorrelation

Metode	Signal-støjforhold					
	∞	40 dB	30 dB	20 dB	10 dB	0 dB
Argmax	1	1	1	1	1	1
Interpolation	20	20	20	20	21	20
Cosinusfitting	23	23	23	23	23	22
Forbedret gauss	493	494	494	485	484	297
Fasemetoden	119480290	13575577	1416752	96004	19	2

Tabel A.4: Relativ forbedring i forhold til argmax ved krydskorrelation

B. Forsøgsudstyr

Til forsøgene er der anvendt en højtaler, en mikrofon, et lydkort og en forstærker.

Den anvendte højtaler er en specialbygget højtaler fra B&O, som ses på figur B.1a, med serienummer 20.

Den anvendte mikrofon er en the t.bone MM-1 mikrofon, som ses på figur B.1b, med AAU-nummer: 2157-96. Mikrofonen kan måle frekvenser mellem 20 Hz og 20 kHz. Mere kan læses på `http://www.tbone-mics.com/en/product/information/details/the-tbone-mm1/`

Lydkortet er et EDIROL UA-25EX, med AAU nummer 64696. Det ses på figur B.2. Specifikationer kan læses på `http://www.roland.com/products/ua-25ex/`

Den anvendte forstærker er en modificeret PIONER A-616, med AAU-nummer B4-109-C-8, der er tilføjet 4 XLR-hunindgange, som ses på figur B.3.

Computeren, hvorpå alle forsøg foretages, er en Acer Aspire V5-573P, med operativsystemet Windows 8.1.

Forsøgsopstilling

Højtaleren forbindes med forstærkeren i øverste højre XLR-stik. Forstærkeren forbindes mellem højre øverste RCA-stik i L og lydkortet i output L. Mikrofonen forbindes med et XLR/XLR-stik til lydkortet i input 1/L. Derudover forbindes en jack/jack-stik fra lydkortets input 2/R til output R. Lydkortet forbindes med en computer via USB.

Forstærkeren sættes til 0dB gain.

Lydkortets sample rate sættes til 44.1 kHz, phantom knappen sættes på +48 og begge sens (sensitivity) drejeknapper ved input 1/L og 2/R sættes 2 hak fra højre. COMP/LIMIT TYPE sættes på COMP 1 og DIGITAL IN skal være slået fra.

(a) Specialbygget B&O

(b) the t.bone MM-1

Figur B.1: Højtaler og mikrofon

Figur B.2: Lydkort

Figur B.3: Forstærkerporte

C. Forsøg: Direkte lyd

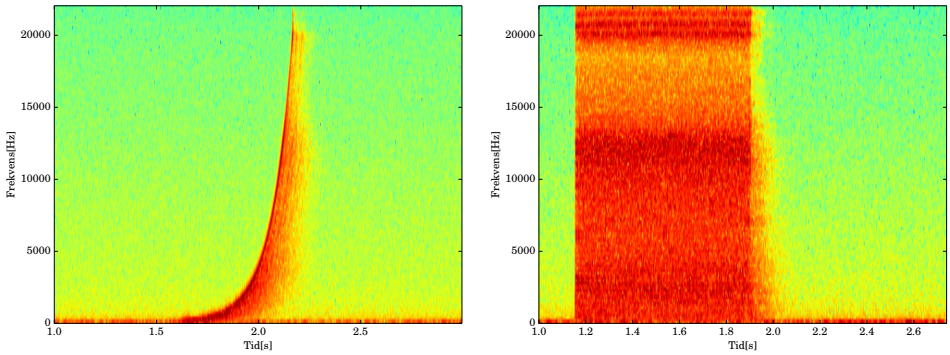
Formålet med forsøget er at undersøge afvigelsen af afstandsmålingen, både med og uden $x_{pc}[n]$. Forsøget foretages henholdsvis for eksponentielt sinus sweep og MLS-signal.

Forsøgsopstilling

Lytterummet, lokale B4-107, anvendes til forsøget. I forsøget anvendes en højtaler, en mikrofon, en forstærker og et lydkort. Udstyret er forbundet og indstillet som i bilag B.

Højtaleren og mikrofonen placeres med to meters afstand imellem, i samme højde og rettet mod hinanden. Opstillingen ses på figur C.1.

Figur C.1: Forsøgsopstilling



(a) Eksponentielt sinus sweep (b) MLS-signal

Figur C.2: Spektrogram for $y[n]$

Udførelse

Der foretages 250 målinger med henholdsvis eksponentielt sinus sweep og MLS-signal. Til udførelsen af forsøget anvendes koden `Gentag_forsog.py` som gentager koden `FindRumImpuls.py` det ønskede antal gange. `FindRumImpuls.py` udsender et sweep, optager sweepet og udregner rummets impulsrespons, så afstanden mellem højtaleren og mikrofonen kan findes. Forsøget foretages først med det eksponentielt sinus sweep, mens lokalet forlades og lukkes. Dernæst gøres det samme med MLS-signalet.

Udførslen af forsøget fandt sted d.7-4-2015.

Resultater

På figur C.2 ses spektrogram for outputtet, $y[n]$, hvor inputtet, $x[n]$, er foldet med rummet, $h[n]$, hvor det første sekunds forsinkelse er undladt. Spektrogrammer for input signalerne kan ses i afsnit afsnit 1.5. Det ses for henholdsvis et eksponentielt sinus sweep og et MLS-signal, at rummet har efterfølgende indflydelse på output signalet. Dette optagede signal har et signal-støjforhold på 23 dB.

D. Forsøg: Refleksion

Formålet med forsøget er at undersøge, om det er muligt at komme uden om forsinkelsen i bilag C, ved at måle afstanden mellem den direkte lyd og refleksionen. Det udføres for eksponentielt sinus sweep, MLS-signal og impulssignal i form af en ballon.

Forsøgsopstilling

Lytterummet, lokale B4-107, anvendes til forsøget. I forsøget anvendes en højtaler, en mikrofon, en forstærker og et lydkort. Udstyret er forbundet og indstillet som i bilag B.

Ved forsøg med eksponentielt sinus sweep og MLS-signal, placeres mikrofonen 5 centimeter over højtaleren, og de placeres 70 centimeter fra væggen. Opstillingen kan ses på figur D.1a.

Ved ballonforsøget fjernes højtaleren, og mikrofonen placeres 50 centimeter fra væggen. Ballonen placeres cirka to meter bag mikrofonen. Lydkortets sens (sensitivity) drejeknap ved input 1/L sættes i første hak fra venstre. Opstillingen ses på figur D.1b.

Udførelse

Der foretages 50 målinger med henholdsvis eksponentielt sinus sweep og MLS-signal. Til forsøget anvendes `Gentag_forsog.py` som gentager `FindRumImpuls.py` hvor optagelsen gemmes.

Med ballonen foretages 3 målinger med `Funktions_Soundcard.py`. Koden optager lyd i et valgt tidsinterval. Den startes manuelt, mens ballonen springes i intervallet.

Til at finde afstanden bruges `ImpulsresponsFraFil.py`, som finder afstanden i samples og omregner det til meter.

Udførslen af forsøget fandt sted d. 20-4-2015.

(a) LogSin og MLS

(b) Ballon

Figur D.1: Forsøgsopstilling

E. Forsøg: 360

Formålet med forsøget er at måle en højtalers opførsel i alle retninger. Impulsresponsen måles fra alle vinkler med eksponentielt sinus sweep.

Forsøgsopstilling

Det lyddøde rum, lokale B4-111, anvendes til forsøget, for at undgå rummets påvirkning. I forsøget anvendes en højtaler, en mikrofon, et lydkort, en forstærker og et drejebord. Udstyret er forbundet og indstillet som i bilag B. Dog føres kablerne fra mikrononen til lydkortet og fra højtaleren til forstærkeren gennem stik i væggen og udtages i kontrolrummet, hvor de tilsluttes som var det direkte kabler.

En mikrofon fastsættes på et stativ og fastholdes i retningen af højtaleren. Højtaleren placeres på et drejebord, som manuelt kan roteres 360 grader. Højtaleren placeres i samme højde som mikrofonen og peger i retningen af mikrofonen, hvilket defineres til 0 grader. Højtaleren og mikrofonen placeres i en afstand på 1.5 meter. Opstillingen ses på figur E.1.

Udførelse

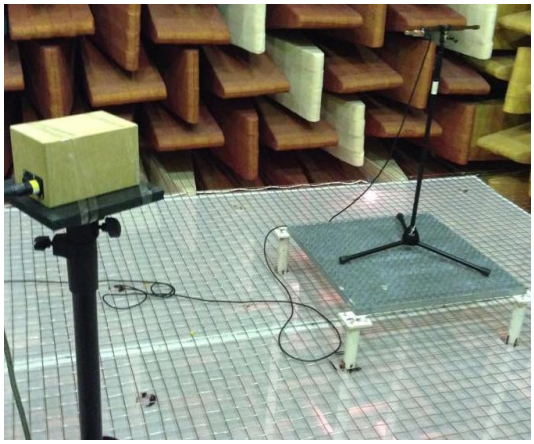
Der foretages tre målinger med det eksponentielt sinus sweep ved vinklen 0 grader. Højtaleren roteres derefter 10 grader med uret, og der måles igen. Forsøget fortsættes til samtlige 360 grader er målt. Til udførslen af forsøget anvendes koden `FindRumImpuls.py`, til at udsende et eksponentielt sinus sweep og optage sweepet.

Udførslen af forsøget fandt sted 8-4-2015.

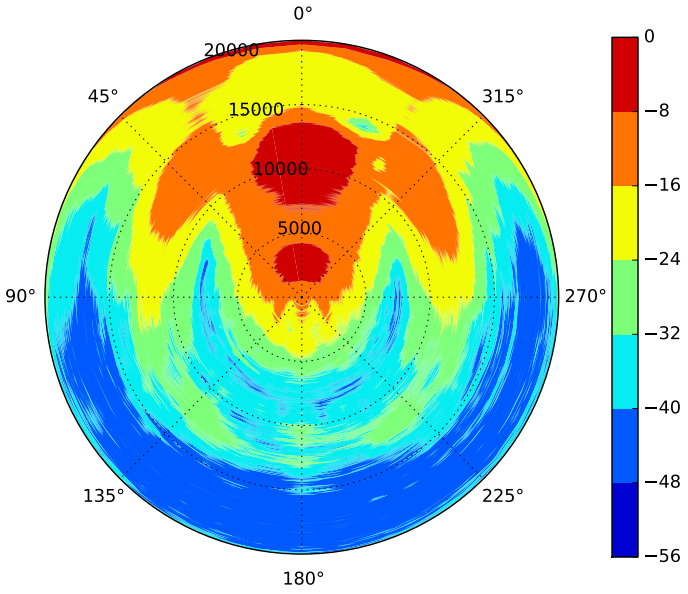
Resultater

Højtaleren er yderst retningsbestemt. Resultatet af målingerne til de forskellige vinkler ses på figur E.2, hvor figuren viser henfald af amplitude til de forskellige vinkler og frekvenser fra 20 Hz til 20 kHz. Henfald af amplitude er angivet i dB. Filerne med dataen til de forskellige vinkler kan findes i logfilen

`FindRumImpulsPolar360.txt`. Der ses tydeligt, at der udsendes mest energi fremadrettet, samt at højere frekvenser dæmpes mere bagudrettet end lave frekvenser.



Figur E.1: Forsøgsopstilling



Figur E.2: Polært konturplot af frekvensrespons

F. Forsøg: Præcision

Formålet med forsøget er at undersøge, om afstandsmålingen kan foretages med en præcision, som ikke begrænses af samplingstiden.

Forsøgsopstilling

Lytterummet, lokale B5-108, anvendes til forsøget. I forsøget anvendes en højtaler, en mikrofon, en forstærker og et lydkort. Desuden anvendes et blad, som målt med et digital skydelære er 1 milimeter i tykkelse. Udstyret er forbundet og indstillet som i bilag B.

Mikrofonen placeres 50 centimeter fra væggen, og højtaleren placeres bag mikrofonen. Opstillingen kan ses på figur F.1.

Figur F.1: Forsøgsopstilling

(a) Udfoldet hæfte (b) Foldet hæfte

Figur F.2: Forsøgsopstilling med hæfte

Udførelse

Der foretages 10 målinger med eksponentielt sinus sweep, hvor afstanden findes som refleksionen i D.

Bladet placeres og tapes fast på væggen, således at afstanden til væggen reduceres med 1 milimeter, hvilket betyder at den beregnede afstand reduceres med 2 milimeter. Der foretages igen 10 målinger.
Bladet udfoldes, til en tykkelse på 0.46 milimeter, og placeres på væggen, således, at den beregnede afstanden reduceres med 0.92 milimeter. Bladet tapes fast på væggen og udstrammes. Afstandsmålingen gentages 10 gange. Der undersøges om den lille ændring i afstanden registreres. En oversigt over måledata findes i `FindRumImpulsPF1.txt`, `FindRumImpulsPF2.txt` og `FindRumImpulsPF3.txt` for henholdsvis uden hæftet, med udfoldet hæfte og foldet hæfte.

Udførslen af forsøget fandt sted 7-5-2015.

G. Filer

Følgende filer anvendt i projektet findes på AAUs projektbibliotek og på Github med linket: https://github.com/cywer/MATTEK4-Afstands

- `FindRumImpuls.py`
- `Praecision.py`
- `SimuleringsMiljo.py`
- `SimuleringsFunktioner.py`
- `Funktions_Signal.py`
- `Funktions_Soundcard.py`
- `Figur.py`
- `signal_tidsforsinkelse.py`
- `Gentag_Forsog.py`
- `Speaker0.py`

Datafiler er placeret ved logfilen. Datastrukturen er som følger:

- `360/`

  `FindRumImpulsPolar360.txt`

- `Direkte_lyd/`

  `MLS/FindRumImpulsMLS.txt`
  `Sinus/FindRumImpulsSINUS.txt`

- `PraecisionsForsoeg/`

  `PF1/FindRumImpulsPF1.txt`
  `PF2/FindRumImpulsPF2Papir.txt`
  `PF3/FindRumImpulsPF3Haefte.txt`

- `Reflektion/`

  `Ballon`
  `MLS/FindRumImpulsMLS_ref.txt`
  `Sinus/FindRumImpulsSIN_ref.txt`