

EQUALISERING AF HØJTTALERE OG LYTTERUM

DIPLOMPROJEKT

AF

KASPER MIKKELSEN

SEPTEMBER 2007 - JANUAR 2008

VEJLEDER:

PER RUBAK

AALBORG UNIVERSITET

INSTITUT FOR ELEKTRONISKE SYSTEMER

Indhold

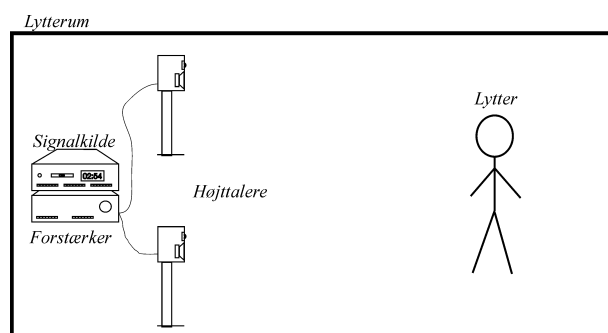
1	Indledning	5
1.1	De enkelte dele i stereosystemet	5
1.1.1	Signalkilden	7
1.1.2	Forstærkeren	7
1.1.3	Højtalerne	8
1.1.4	Lytterummet	9
1.1.5	Lytteren	9
1.2	Opsamling	9
2	Problemformulering	11
3	Problemanalyse	13
3.1	Højtaleren	13
3.2	Lytterummet	18
4	Systemforbedringer	25
4.1	Det equaliserede system	25
4.2	Højtaleren	26
4.2.1	LPC filter	28
4.2.2	Højpasfilter	32
4.2.3	Lavpasfilter	34
4.2.4	Opsamling på højtalerkorrektion	37
4.3	Lytterummet	40
4.3.1	Bikvadratisk filter	41
5	Konklusion	45
5.1	Resultater og diskussion	46

Litteraturliste	49
A Målerapport	51
A.1 Generel måleopstilling	51
A.1.1 Måleudstyr	52
A.2 Målinger i det lyddøde rum	53
A.3 Målinger i lytterummet	55
B Matlab-filer	59
C Frekvensresponsen ved måling i hjørnet af lytterummet	61

Kapitel 1

Indledning

Et almindeligt stereo audiosystem, som skitseret på figur 1.1, indeholder typisk en digital signalkilde, en forstærker samt et sæt højttalere. Det hele er placeret i et lytterum, hvor en eller flere personer lytter til musikken.



Figur 1.1: Almindeligt lyttescenarie

1.1 De enkelte dele i stereosystemet

De enkelte dele i systemet tilføjer mere eller mindre forvængning til musiksignalet gennem signalkæden. Delene og deres indbyrdes forbindelser er vist på figur 1.2.



Figur 1.2: Blokdiagram over almindeligt lyttescenarie

Bedømmelsen af, hvordan de enkelte dele præsterer, kan afgøres på flere måder. I sidste ende er der dog tale om en subjektiv bedømmelse af lydkvaliteten hos lytteren. I udviklingssammenhæng er det dog hensigtsmæssigt også at have nogle mere objektive mål for lydkvaliteten. Ved analyse af systemdele er der parametre hvorpå kvaliteten kan måles kvantitativt. En metode kan være at bestemme et systems impulsrespons - hvordan reagerer systemets udgang på en enhedsimpuls på indgangen? Længden af impulsresponsen viser f.eks. hvor meget „hukommelse“ der er i systemet, altså hvor længe systemet reagerer på udgangen. Der findes forskellige mål som forvrængning (THD), signal-støj forhold (SNR) med flere. Et problem med THD er at den ikke giver et særlig godt mål for lydkvalitet, der er derfor også udviklet metoder der inddrager psykoakustiske faktorer - hvilke afvigelser er mest hørbare?

De forskellige dele af en hi-fi signalkæde forringer lydkvaliteten meget forskelligt, nogle dele ligger væsentligt tættere på idealet end andre. Når en systemdel skal forbedres, er det vigtigt at koncentrere indsatsen omkring, hvad der er muligt og hvad der er vigtigt. Hvad der er muligt afgøres af prisen og de „byggeklodser“, der er tilgængelige. Udviklingen af elektronik, højttalerenheder mm. spiller ind på dette. Hvad der er vigtigt, er en mindre håndfast størrelse, og noget der er mange meninger om. Hvilke kriterier skal vægtes, når f.eks. en højttaler designs? Hvilke objektive mål er det hensigtsmæssigt at forfølge? Det er mindre vigtigt, at forbedre en bestemt målbar egenskab ved en højttaler, hvis lytteren ikke kan høre det! De følgende afsnit vurderer systemdelene på figur 1.2.

1.1.1 Signalkilden

Den digitale kilde, f.eks. en CD-afspiller, aflæser data fra CD-skiven og konverterer signalet til et analogt. Hvis CD-afspilleren aflæser data fra CD-skiven korrekt, er der ingen forvrængning af signalet, men filtreres signalet digitalt, kan der forekomme forvrængning. Det digitale signal bliver konverteret i CD-afspillerens DA-konverter efterfulgt af et antialiasingfilter og et analogt forstærkertrin, der kan drive indgangen på det næste led i kæden. Disse dele af signalkilden introducerer nogen forvrængning, men gode afspillere har THD-tal på promiller. Signalet på udgangen af en CD-afspiller er en spænding på ca. 2Vpp.

1.1.2 Forstærkeren

Den analoge forstærker indeholder typisk en forforstærkerdel med volumenkontrol samt en effektforstærkerdel. Forvrængningstal for hi-fi forstærkere (transistorforstærkere) ligger væsentligt under 1%. Signalet på forstærkerens udgang er også en spænding, og effektforstærkeren er ved korrekt dimensionering i stand til at levere den strøm, højttaleren behøver. Signalniveauet er bestemt af lytterens præference.

1.1.3 Højttalerne

Der angives sjældent THD tal for højttalere, men tallene ligger ofte væsentligt over 1%. Frekvensgangen for en højttaler er ikke lineær. Højttaleren er en elektroakustisk transducer, der ændrer musiksignalet fra elektrisk til akustisk. Der er ofte flere højttalereenheder i en højttaler, da det er fysisk vanskeligt at konstruere en enhed, der kan afspille tilfredsstillende i hele det hørbare frekvensområde. Derfor, i en højttaler med flere enheder, er der et elektrisk filter, der deler signalet op i mindre frekvensbånd. Enhederne er ofte udformet som punktkilder, dvs. ideelt set kommer lyden fra et punkt, men også liniekilder forefindes (båndenheder). Enhedernes fysiske størrelse har betydning for, hvor godt de gengiver lyden ved forskellige frekvenser. Nogle højttalere har også en basrefleksport, hvor en luftmængdes resonans bidrager til lyden - normalt i basområdet. En anden vigtig faktor er udstrålingsmønsteret for en højttaler - hvor meget energi sender den ud ved forskellige frekvenser i forskellige retninger. Beskrivelsen af højttaleren antyder, at der er tale om en kompleks pakke, hvor mange ting spiller ind på det resulterende lydbillede.

1.1.4 Lytterummet

Betragtes lytterummet samtidig bliver farvningen af lyden endnu mere kompleks. Væggene i lytterummet både reflekterer og absorberer lydbølgerne, og skaber et diffust lydfelt. Rummets absorberende egenskaber bestemmer efterklangstiden, som vil være forskellig for forskellige frekvenser. Lytterummets reflekterende flader giver anledning til resonancer - vægge indbyrdes, samt gulv og loft, er parallelle. Lydbølgerreflektioner hvor indfaldsvinkelen på en reflekterende flade er forskellig fra 90° , kan også skabe resonancer.

1.1.5 Lytteren

Modtageren i systemet, lytteren, er et menneske. Lytteorganerne, ørene, omdanner det akustiske signal til elektriske impulser, som hjernen kan opfatte. Betragtes lytteorganet er der forskelle mennesker imellem - men princippet i organet er ens. Lytteorganet kan have skader, men normalt kan vi opfatte lyde i frekvensbåndet fra 20Hz til 20kHz. Vi kan i kraft af vi har to lytteorganer retningsbestemme lyde. Lytteren kan der som udgangspunkt ikke ændres på!

1.2 Opsamling

Ved konstruktion af signalkilden og forstærkeren er de udfordringer en apparatdesigner møder rent elektroniske, og selv om der er objektive målbare forskelle, og subjektive elektronik-trosretninger, kan apparaterne konstrueres, så lydkvaliteten er ganske god, både subjektivt og objektivet vurderet!

Når musiksignalet omdannes fra elektrisk til akustisk i højttalerne fraviges idealet væsentlig mere sammenlignet med de elektroniske systemdele. Betragtes lytterummet som transmissionlinien mellem højttaler og lytter, afhænger dens egenskaber dels af lytterummets fysiske opbygning, dels af placeringen af højttalerne og lytteren i det! Højttalerkonstruktion er en vanskelig opgave, og det er ikke muligt at konstruere en højttaler der præsterer lige godt i alle lytteomgivelser. Det vil samtidig være ved forbedring af disse to dele den største kvalitetsforbedring kan opnås.

Kapitel 2

Problemformulering

Højttalere og lytterum repræsenterer de dele af signalkæden hvor den største forvrængning af musiksignalet sker. Hvordan er det muligt at forbedre egenskaberne for højttalere og lytterum? I hvilken grad er det muligt at forbedre disse to dele, og hvilke metoder giver brugbare løsninger?

Formål med projektet samt afgrænsning

Målet med dette projekt er at forbedre højttalernes og lytterummets præstationer i systemet vist på figur 1.2. Denne rapport omhandler specifikt forbedring af et fysisk system bestående af et stereosæt 2-vejs højttalere placeret i et „standard“ lytterum. Højttalerene er et sæt Dynaudio Audience 52, og lytterummet er lytterummet på Aalborg Universitet.

Hvis målet er at udvikle et kommercielt system, skal det tilpasse sig forskellige højttalere og lytteomgivelser. Dette projekt er afgrænset til at beskæftige sig med det specifikke system ovenfor. Endvidere er bedømmelsen af forbedringerne afgrænset til at lytte på prefiltrerede musikstykker, der kun er beregnet på at afspille på det her anvendte system. Det betyder, i forhold til konstruktion af digitale filtre, at der ikke er gjort overvejelser vedr. ordlængde, bit-opløsning eller antallet af mulige regneoperationer.

Kapitel 3

Problemanalyse

Formålet med dette afsnit er at analysere de faktorer, der giver en uhensigtsmæssig farvning af lyden. Først betragtes højttaleren, derefter lytterummet og til sidst det samlede system.

3.1 Højttaleren

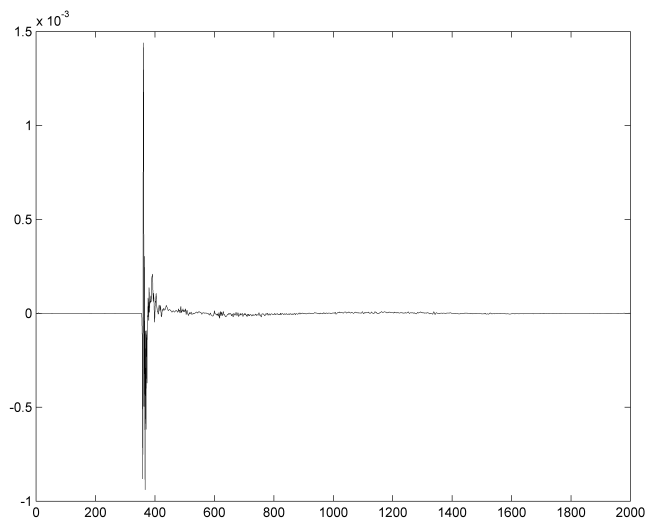
Som nævnt er højttaleren en elektro-akustisk transducer. Den elektrodynamiske højttaler, som er den mest udbredte type, omdanner elektrisk energi i en svingspole, der er placeret i et permanent magnetfelt. Svingspolen, der er forbundet med højttalerens membran, sættes i mekanisk svingning, ideelt set, proportionalt med den påtrykte spænding. Membranens mekaniske bevægelse sætter luften omkring den i bevægelse, og små lufttryksændringer skabes. Disse lufttryksændringer er den akustiske energi, øret kan opfatte.

Én højttalerenhed kan dog ikke spille hele det hørbare frekvensområde med tilfredsstillende linearitet. De fleste komercielle højttalere er derfor opbygget med flere enheder, der hver især spiller tilfredsstillende lineært indenfor en del af det hørbare frekvensområde. En højttaler med flere enheder har et elektrisk delefilter, der deler lydsignalet op i frekvensbånd, der passer til de valgte enheder.

Den elektrodynamiske højttaler kan modelleres med et elektrisk ækvivalent diagram [1]. Denne metode anvendes ofte, når delefiltre designs. Frekvensresponsen kan bestemmes ud fra det elektrisk ækvivalente diagram, men den vil ofte ikke ligne den målte respons. Dette skyldes, at flere dele af modellen antages at være ideelle, f.eks. at højttalermembranen er helt stiv og

uden opbrydning. Tillige er der nogle faktorer, der ikke tages højde for, som f.eks. højttalerens fysiske opbygning - er enhederne placeret så de spiller i fase omkring delefrekvenserne?

Hvis der skal korrigeres på en komplet højttalers frekvensresponse, er det derfor en fordel at tage udgangspunkt i den målte response. Impulsresponsen $h(n)$, for den anvendte højttaler er vist på figur 3.1. Højttalernes frekvensrespons er vist på figur 3.2.



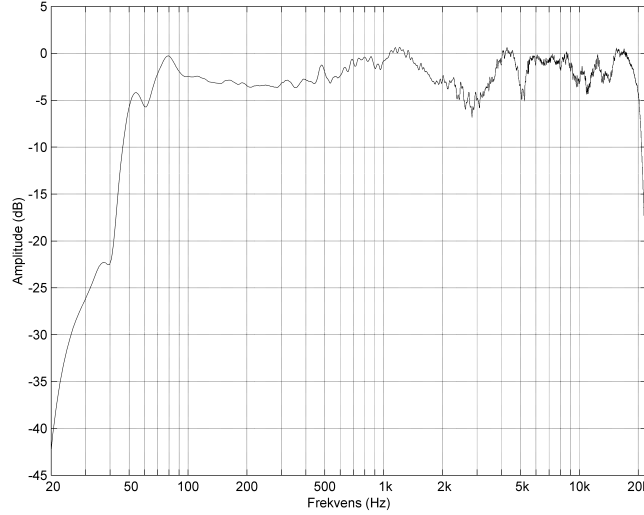
Figur 3.1: Impulsresponse for Dynaudio Audience 52 i lyddødt rum

For at få en helt flad frekvensresponse for en højttaler kan der designes et invers filter. Ved hjælp analoge „byggeklodser“ bliver dette arbejde omfattende. Derfor er analysens fokus på muligheden for at konstruere et digitalt invers filter. Reponsen nedadtil skal også begrænses, så det inverse filter ikke forsøger at få højttaleren til at spille lineært ned til $0Hz$.

Udgangspunktet i at konstruere et invers filter er, at modellere systemet og derefter inverttere denne model for at opnå det inverse system.

$$G(z) \cdot G_i(z) = 1 \quad (3.1)$$

Hvor $G(z)$ er overføringsfunktionen for systemet, i dette tilfælde højttaleren, og $G_i(z)$ er overføringsfunktionen for det inverse filter. Overføringsfunktionen opstilles med nævner- og tællerpolynomier:



Figur 3.2: Frekvensresponse for Dynaudio Audience 52 i lyddødt rum - beregnet ved 65536 punkts FFT analyse

$$G(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n}}{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_m z^{-m}} \quad (3.2)$$

$$G_i(z) = \frac{1}{G(z)} \Rightarrow G_i(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_m z^{-m}}{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n}} \quad (3.3)$$

Rødderne i tællerpolynomiet for $G(z)$ angiver nulpunkterne for overføringsfunktionen. Disse nulpunkter bliver til poler i det inverse system $G_i(z)$. For at undgå, at det inverse system bliver ustabilt, skal dets poler ligge indenfor enhedscirklen. Dette opnås dermed når nulpunkterne i $G(z)$ ligger indenfor enhedscirklen.

Ethvert LTI system kan faktorerises til en minimum-fase del og en „all-pass“ del:

$$G(z) = G_{min}(z) \cdot G_{ap}(z) \quad (3.4)$$

Et minimum-fase system er karakteriseret ved at poler og nulpunkter ligger indenfor enhedscirklen. Denne del af systemet kan umiddelbart inverseres uden problemer med stabilitet. „All-pass“ systemet hvor ethvert nulpunkt er komplementeret med en reciprok kompleks konjugeret pol [Sch89]. Dette kan

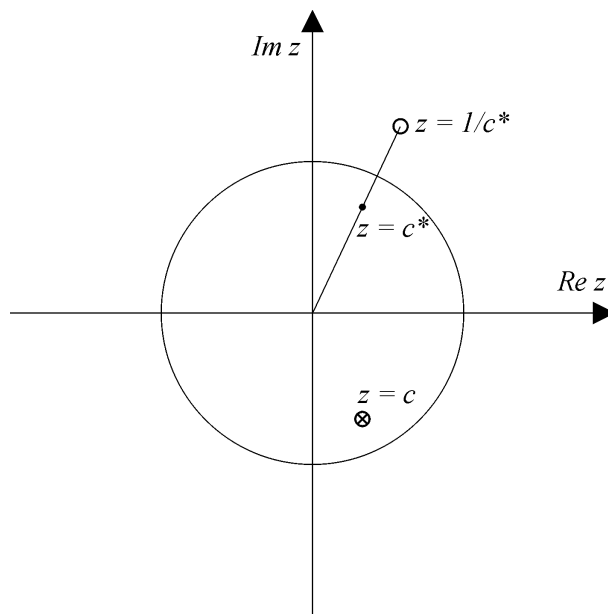
vises ved, at betragte et system med netop et nulpunkt der ligger udenfor enhedscirklen:

$$G(z) = G_1(z) \cdot (z^{-1} - c^*) \quad (3.5)$$

Hvor $G(z) = 0$ når $z = 1/c^*$, og når nulpunktet ligger udenfor enhedscirklen er $|c| < 1$. Indføres en ekstra pol og et ekstra nulpunkt i $z = c$ kan $G(z)$ skrives:

$$G(z) = G_1(z) \cdot (1 - cz^{-1}) \cdot \frac{z^{-1} - c^*}{1 - cz^{-1}} \quad (3.6)$$

Det nulpunkt der er indført $(1 - cz^{-1})$, vil også være minimum fase fordi $|c| < 1$. Figur 3.3 viser c, c^* og $1/c^*$ placering i z -planet.



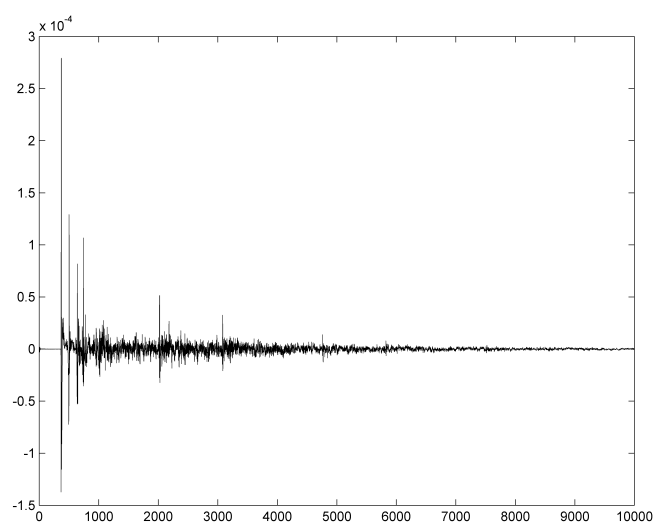
Figur 3.3: Placering af c, c^* og $1/c^*$

Hvis højttaleren beskrives med en model, der både indeholder en minimum- og en „all-pass“del, vil systemet ikke umiddelbart lade sig inverttere. „All-pass“ systemet vil ikke have betydning for frekvensresponsen. En mulighed er, at se bort fra „allpass“delen og kun inverttere minimum-fase delen. En anden mulighed er, at lave en model af højttaleren, der kun indeholder minimum-fase delen.

3.2 Lytterummet

Den lyd, lytteren opfatter i lytterummet, er højttalerens direkte udstrålede lyd samt summen af refleksionerne fra vægge, gulv og loft. Refleksionerne kan være reflekteret fra en flade eller de kan være reflekteret fra flere flader, før de når frem til lytteren.

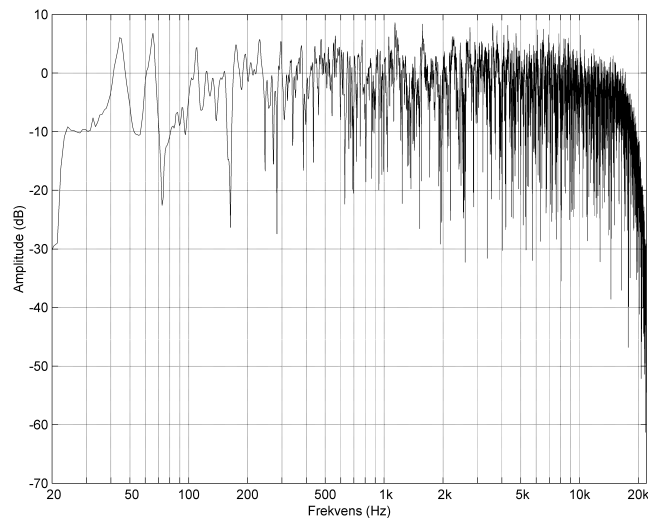
Figur 3.4 viser impulsresponsen og figur 3.5 viser frekvensresponsen for en højttaleren placeret i lytterummet.



Figur 3.4: Impulsresponse for Dynaudio Audience 52 i lytterummet

Det bemærkes, at impulsresponsen i lytterummet er væsentligt længere end impulsresponsen i lyddødt rum. Det stemmer godt overens med de refleksioner, der ankommer senere end den direkte lyd fra højttaleren. Samtidig viser frekvensresponsen meget store lokale amplitudeforskelle.

Et fænomen, der opstår i et rum, er stående bølger - eller rumresonan- cer. Rumresonan- cerne kan være mellem parallelle flader og mellem flader hvor lydbølgerrefleksionen ikke har en vinkel på 90° . Det kan eksempelvis forekomme ved refleksion mellem væggenes fire flader. Rumresonan- cerne op- står, fordi afstanden mellem de reflekterende flader svarer til halvdelen af en bestemt lydbølgelængde, eller heltals multiple deraf. Disse lydbølger vil, når de er i fase, hæve amplituden, og når de er i modfase have en lavere amplitude. Niveauet vil derfor ændre sig alt efter hvor lytteren er placeret i



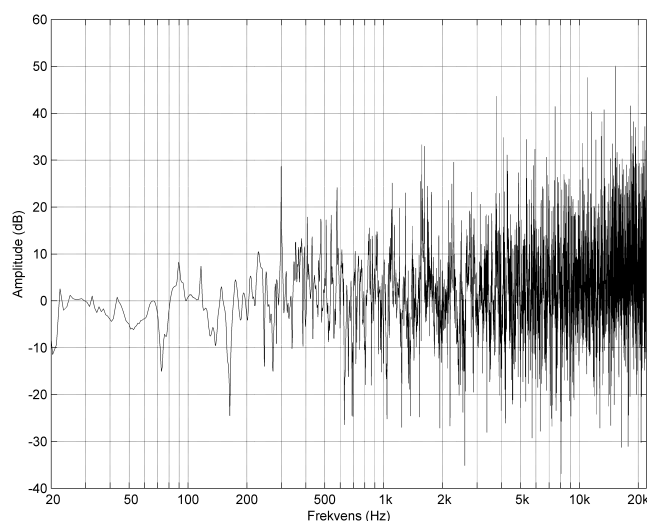
Figur 3.5: Frekvensrespons for Dynaudio Audience 52 i lytterummet - beregnet ved 65536 punkts FFT analyse

lytterummet i forhold til disse resonansbølger.

Der findes modeller, der beskriver ved hvilke frekvenser resonancerne forekommer, og niveauet kan bestemmes udfra en position i rummet. Modellerne bruger rummets dimensioner samt absorption af de reflekterende flader til at bestemme rumresonancerne. Afviger modellen fra det reelle lytterum, vil en korrektion, foretaget med baggrund i modellen, indeholde fejl. Alternativt kan de rumresonancer, der ønskes at korrigere for, bestemmes udfra målinger.

Frekvensresponsens store „peaks“ og „dips“ vil kræve henholdvis stor dæmpning og stor forstærkning, hvis en flad amplitudekarakteristik skal opnås. Frekvensresponen på figur 3.5 er bestemt udfra en måling i position M1 (se bilag A), og ændres målepositionen til position M3, vil der være stor forskel i responsen. Figur 3.6 viser differensen mellem reponsen i måleposition M1 og M3, når målemikrofonen er flyttet 50 *cm* til højre.

Hvis der umiddelbart kan designes et invers filter til lytterummets respons i position M1, vil dette filter ikke rette op på responsen i position M3. At dømme udfra forskellen i responsen på figur 3.6 vil et sådan filter med stor lokal dæmpning og forstærkning sandsynligvis gøre responsen værre i andre lyttepositioner. Lytteren vil opfatte lyden gennem sine to ører,



Figur 3.6: Difference i frekvensresponsen ved at flytte mikrofonmålepunktet 50 cm

som er placeret med en afstand mellem hinanden på ca. 20 cm. Alene det gør det umuligt at konstruere et filter der retter frekvensresponsen op ved begge ører. Lytterummets overføringsfunktion er non-minimumfase, hvilket også gør det vanskeligt direkte at lave en komplet equalisering med et invers filter [Fie01]. Responsen på figur 3.6 viser også at der er større variation i niveauet ved højere frekvenser. Ved forholdsvis små lokale positionsændringer, er der stor variation ved højere frekvenser og mindre ved lavere frekvenser. Lytterens position vil variere, så korrektionen skal begrænses til ikke at gå for højt op i frekvens.

En anvendt tilgang til dette problem er at „udglatte“ den respons, der designes filter efter. Det kan gøres ved at lave en gennemsnitlig response målt over et antal målepunkter. Deruover kan reponsen udglattes med båndmidling. Metoden ser på energien i signalet omkring hver frekvens, og laver en midling af et omkringliggende frekvensbånd. Konkret gøres det ved at filtrere signalet med et båndpasfilter, ofte med en båndbredde angivet i dele af en oktav. Afhængigt af hvor bredt et bånd der anvendes udglattes responsen mere eller mindre. Samlet set vil disse metoders udgangspunkt være en udglattet respons hvor der efterfølgende rettes op på „de store linier“ med et invers filter. Problemet ved denne metode er, at det er svært at bestemme den

optimale udglatning af korrektionsresponsen, og det er svært at bedømme om korrektion der foretages kan gøres bedre. Samtidig vil små uoverensstemmelser mellem korrektionsfilter og lytterummet, skabe tidsdomæneproblemer [Fie01]. Dette sker hvis korrektionsfilteret har en lang impulsresponse i forhold til lytterummets impulsresponse.

Traditionel equalisering kan foretages over et antal bånd, hvor niveauet kan hæves eller sænkes. Niveauerne bestemmes efter en spektrumanalyse af de samme bånd. Alternativt kan der designes nogle filtre, der direkte retter op på den målte frekvensrespons. Det betyder, at korrektionsfiltrene kan placeres, så deres centerfrekvens og båndbredde tilnærmet giver det samlede system en flad response. Filtrene der her anvendes har en relativt kort impulsresponse i forhold til lytterummets response, og vil ikke så sandsynligt skabe tidsdomænefejl. Hvis korrektionsfilteret afviger fra det ideelle, og dermed indfører en korrektionsfejl, vil denne være begrænset i tid. Da den derfor ikke påvirker den samlede respons over lang tid, er det forvrængningen der indføres begrænset i forhold til et filter med lang impulsresponse [Fie01].

Kapitel 4

Systemforbedringer

Dette kapitel viser forbedringer i det almindelige stereolyttescenarie (figur 1.1). Fokus er på to områder; højttaleren og lytterummet - dels ønskes højttalerens frekvensrespons forbedret, dels ønskes nogle af de uheldige effekter i lytteomgivelserne dæmpet.

4.1 Det equaliserede system

Det almindelige lyttescenarie, som vist på figur 1.2, ønskes ændret, så der er mulighed for at ændre på lyden som lytteren opfatter. Der er flere muligheder for at ændre, bl.a. kan der elektrisk indføres en ekstra systemdel, og der kan akustisk ændres på højttaler og lytterum. Den elektriske systemdel kan være en parametrisk equalizer eller et digitalt filter. Figur 4.1 viser systemet udvidet med en equaliseringsblok. Mht. til at ændre på det akustiske miljø er det ofte ikke realistisk at påvirke den del ret meget - væggene kan ikke flyttes, møbler og gardiner mm. dæmper det, de nu engang gør. Mere dæmpning kan i mindre grad tilføres, og det er muligt at ændre på placeringen af højttaler samt lytter indenfor visse grænser. Derfor vil det være hensigtsmæssigt, at ændre på musiksignalet mens det er elektrisk.



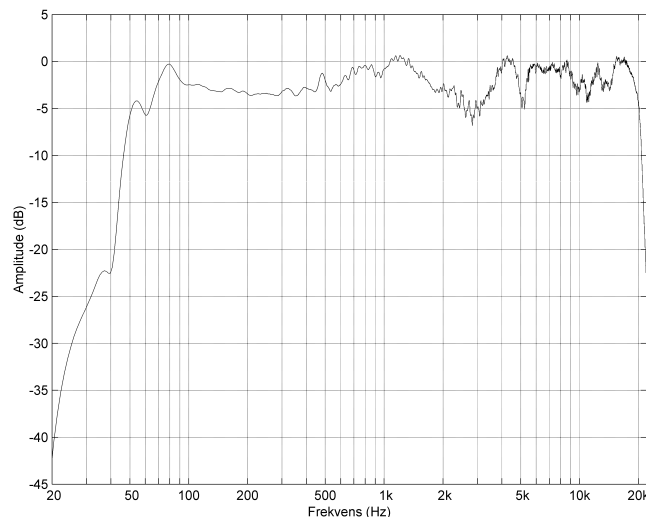
Figur 4.1: Blokdiagram over almindeligt lyttescenarie med equaliseringsdel

Den signalpåvirkning, der kan ske ved at indføre en equaliseringsdel, kan som nævnt være både analog og digital. Det digitale filter tilbyder dog langt

flere muligheder signalbehandlingsmæssigt, hvorfor dette projekt kun omhandler equalisering med digitale filtre. Et digitalt filter kan implementeres i et realtidssystem på en digital signalprocessor. Et alternativ er prefiltrere kildematerialet - rent praktisk betyder det at det musik der er valgt til at evaluere systemet, er filtreret i matlab og derefter lagt på en almindelig CD, som kan afspilles i en normal CD-afspiller. Det begrænser anvendelsen til det specifikke system.

4.2 Højttaleren

Højttalerens frekvensresponse ses på figur 4.2. Det ses, at responsen ikke er lineær, men varierer indenfor ca $5dB$ i området fra $50Hz$ til $18kHz$. For at rette op på responsen med digitale filtre er der flere muligheder. Ved parametrisk equalisering kan der bestemmes nogle områder i frekvensresponsen, hvor niveauet enten hæves eller dæmpes. En anden metode er såkaldt invers filtrering, hvor højttaleren tilnærmes med en matematisk model. Derefter inverteres modellens response, og anvendes til at få en tilnærmet flad frekvensresponse. For at modellen umiddelbart kan inverteres skal den være minimum-fase.



Figur 4.2: Frekvensresponse for Dynaudio Audience 52

Det vil være muligt at rette op på karakteristikken med parametriske

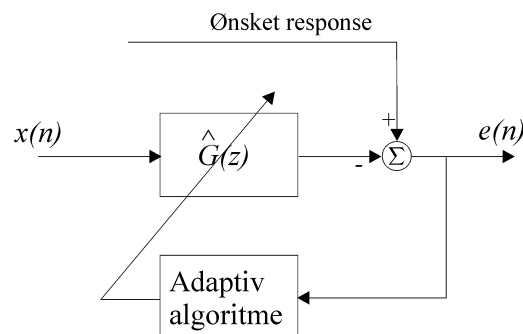
filtre, men det vil ikke være muligt at „glatte“ den helt ud. Det inverse filter vil forsøge at rette op på alle ulineariteter, og hvor godt det vil lykkes afhænger af, hvor godt modellen beskriver det faktiske system (højttaleren).

Det er et mål at have en så flad frekvensresponse som muligt. Derfor er der forsøgt at finde et invers filter for højttaleren. Et krav til filteret er, at det skal være stabilt.

Det enkleste vil være at inverttere den målte frekvensresponse og invers fourier transformere resultatet, for at få impulsresponsen. Derefter konstrueres et fir filter direkte ud fra impulsresponsen. Desværre er det ikke muligt at gøre, da filteret vil få komplekse koefficienter.

4.2.1 LPC filter

En metode til at bestemme en model for et system er linear prediktion. (LPC $\sim$ Linear Predictive Coding). Linear prediktion tager udgangspunkt i wienerfilteret vist på figur 4.3

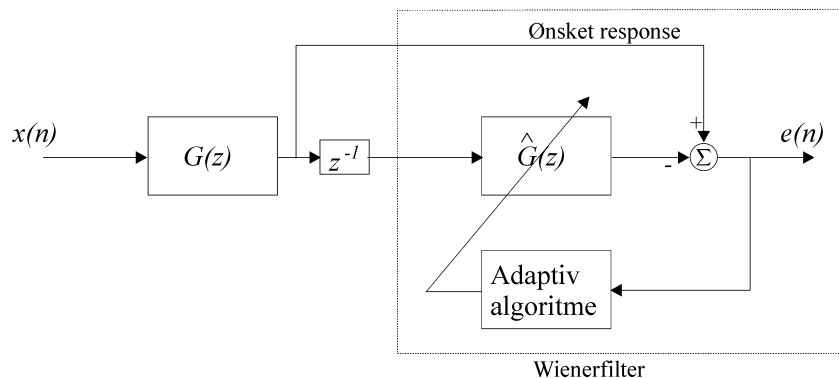


Figur 4.3: Wienerfilter

Wienerfilteret justerer filterkoefficienterne i $\hat{G}(z)$ således, at $e(n)$ minimeres i mindste kvadraters forstand. LPC-filteret er en udvidelse af wienerfilteret som vist på figur 4.4.

Ved linear prediktion sendes inputtet gennem et system ($G(z)$), og her ved opnås systemets ønskede response. Inputtet til wienerfilteret bliver så forsinket en sample. Systemet $\hat{G}(z)$ prøver dermed at forudsige den ønskede respons til tiden n udfra viden om $n - 1$ til $n - 1 - N$, hvor N er ordenen på filteret.

LPC modeller for t0 forskellige ordenstal er evalueret. LPC analysen giver et fir filter, altså en approximeret impulsresponse for systemet, med længden



Figur 4.4: Linear prediktion

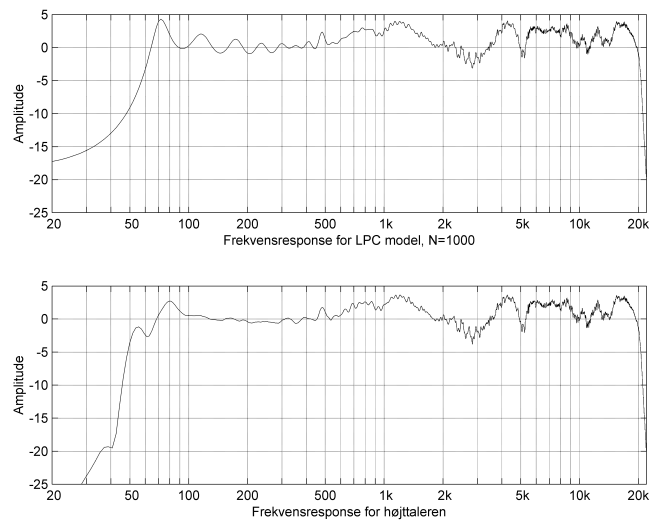
bestemt af ordenstallet N . Det kan være svært at evaluere, hvor godt den tilnærmede impulsresponse modellerer højttalerens målte impulsresponse, ved blot at betragte graferne. For at kunne evaluere modellen bedre er signalerne FFT transformeret, så frekvensgangen kan bruges til sammenligning. Derudover er højttalerens impulsresponse foldet med den inverse models impulsresponse, og resultatet er FFT transformeret for at se, hvor tæt det samlede system ligger på en helt flad frekvenskarakteristik. LPC modellen har reelle koeficienter og er minimum-fase.

Først er LPC analysen foretaget med orden $N=1000$, og frekvensresponsen kan ses på figur 4.5. Til sammenligning kan den målte respons for højttaleren ses på samme figur. Figur 4.6 viser højttalerresponsen foldet på LPC-filterresponsen ved $N=1000$.

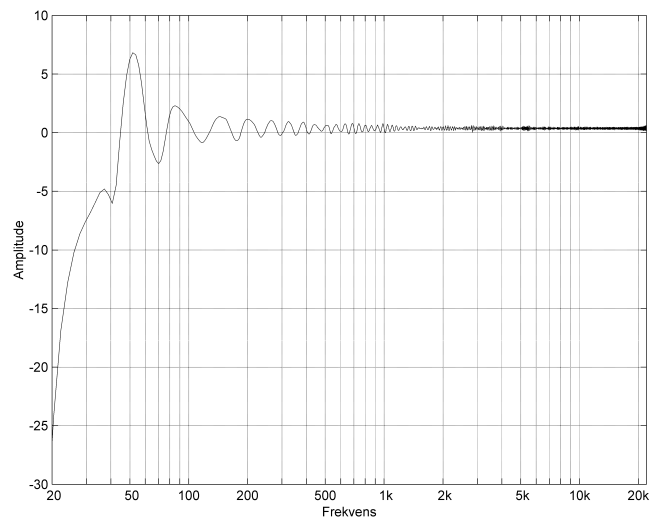
Hvis frekvensresponsene betragtes direkte (figur 4.5), eller den kombinerede respons (figur 4.6), viser det sig meget tydeligt, at LPC-modellen ligner højttalerresponsen bedst ved høje frekvenser. Der er flere dB i forskel ved lave frekvenser, og det er ikke muligt at opnå en pæn afrulning nedadtil med LPC-filteret når $N=1000$.

Figur 4.7 viser LPC modellen ved $N = 5000$ sammenlignet med højttaleren. Figur 4.8 viser, hvor godt LPC filteret retter op på responsen.

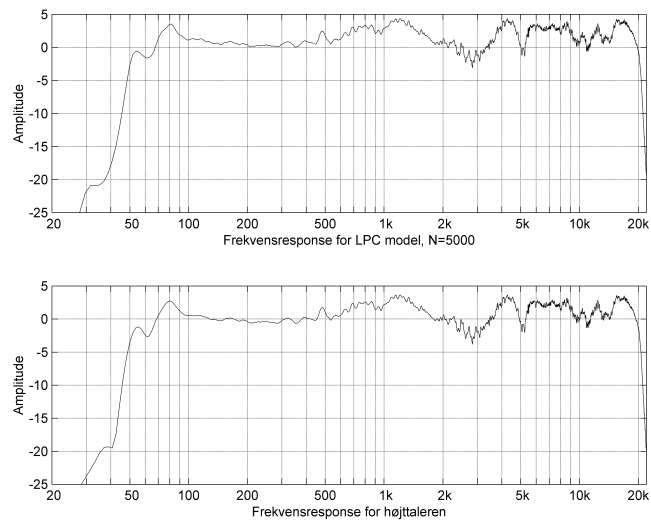
Betragtes LPC-filteret ved $N=5000$ er der derimod en meget pænere kombineret response (figur 4.8). Variationen på responsen ligger under $1dB$ ned til ca. $50Hz$. Det ses også tydeligt, at de to frekvensresponsen på figur 4.7 ligner hinanden til forveksling - altså en model, der godt beskriver det virkelige system. Det er derfor valgt at anvende et LPC invers filter med $N=5000$ til at rette op på højttalerens frekvensresponse.



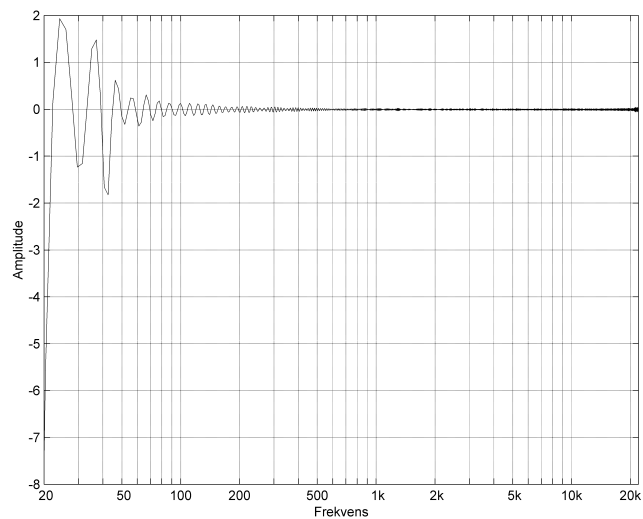
Figur 4.5: Øverst: LPC modellens frekvensresponse, Nederst: Højttalerens målte frekvensresponse



Figur 4.6: Den inverse LPC-model foldet på højttalerens response og Fourier transformeret, $N = 1000$



Figur 4.7: Øverst: LPC modellens frekvensresponse, Nederst: Højtalerens målte frekvensresponse



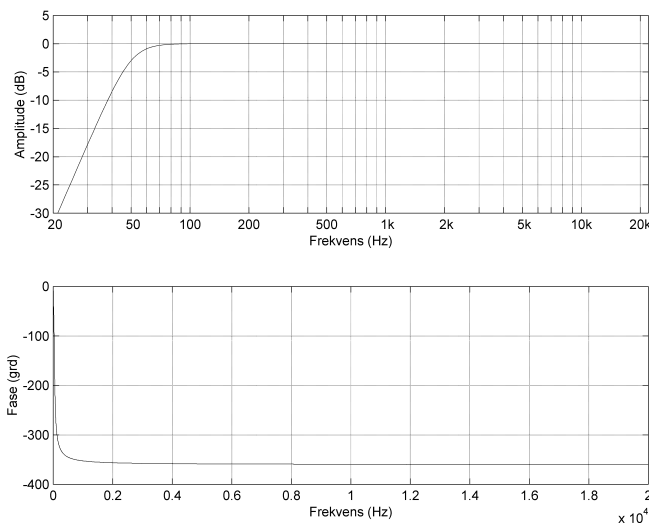
Figur 4.8: Den inverse LPC-model foldet på højtalerens response og Fourier transformeret, $N = 5000$

4.2.2 Højpasfilter

LPC filteret vil forsøge at rette op på frekvensresponsen i hele området. Det giver et problem nedadtil, hvor der er en fysisk begrænsning for, hvor dybt højttaleren kan spille. Hvis det LPC-korrigerede signal anvendes direkte, kan højttaleren dels blive beskadiget og dels vil den sikkert forvrænge meget i sit forsøg på at spille meget dybe toner. For at imødekomme dette problem højpasfiltreres signalet.

Det valgte højpasfilter bestemmer, hvordan højttalerens afrulning bliver nedadtil. Hvis højttalerens frekvensrespons betragtes, ses det, at der er en lille pukkel omkring 50 Hz, som stammer fra basrefleksporten. Denne ujævnhed kan udjævnnes ved at anvende et filter med en „pæn“ afrulning.

Et butterworth filter har maksimal flad karakteristik i pasbåndet og en „pæn“ afrulning nedadtil. Butterworthfilteret er valgt på baggrund af disse egenskaber. I Matlab er der designet et 4. ordens højpasfilter med en 3 dB knæfrekvens ved 50 Hz. Filterets frekvens- og fase response er vist på figur 4.9.



Figur 4.9: Frekvens- og faseresponse for et 4. ordens butterworth højpasfilter med knæfrekvens ved 50 Hz

Betragtes højttalerens frekvensresponse (figur 3.2), ser det ud som om, at afrulningen nedadtil begynder ved 80 Hz og er ca. 3 dB nede ved 70 Hz.

Derudover er der en „pukkel“ fra basrefleksporten omkring 55 Hz. Der er ikke kendskab til, hvornår basenheden begynder at forvrænge ulineært på grund af for store membranbevægelser. Derfor er afrulningen bestemt lidt forsigtigt, så den ikke afviger meget fra højttalerens response. Ændres responsen med et digitalt filter, vil et filter af 4. orden dæmpe responsen med 12 dB/dekade og derfor afrulle hurtigere end højttalerens response. Derfor tillades at have en 3 dB afskæringsfrekvens ved 50 Hz. Dette giver stadig en forbedret response, men vil sandsynligvis ikke skabe problemer for enheden.

4.2.3 Lavpasfilter

LPC filteret vil som nævnt forsøge at rette op på frekvensresponsen i hele området. Det giver også et problem opadtil, da højttalermålingen er foretaget med et lavpasfilter i mikrofonforstærkeren (se evt. figur A.2 i Bilag A). Den dæmpning af responsen vil LPC filteret rette op på. Det er altså nødvendigt at undertrykke LPC-korrektionen over ca. 18kHz .

Et ideelt lavpasfilter filtrerer alt over en bestemt afskæringsfrekvens væk og lader alt under denne frekvens passere. Frekvensresponsen for et ideelt lavpasfilter kan skrives som følger:

$$H_{LP}(e^{j\omega}) = \begin{cases} 1, & \text{hvis } |\omega| < \omega_c, \\ 0, & \text{hvis } \omega_c < |\omega| \leq \pi \end{cases} \quad (4.1)$$

Impulsresponsen for dette filter er:

$$h_{LP}[n] = \frac{\sin \omega_c n}{\pi n}, \quad -\infty < n < \infty \quad (4.2)$$

Den ideelle impulsrespons for et lavpasfilter er nonkausal og uendelig lang og kan derfor ikke implementeres. Ethvert realiserbart filter er kausalt og har et endeligt antal filter koefficienter.

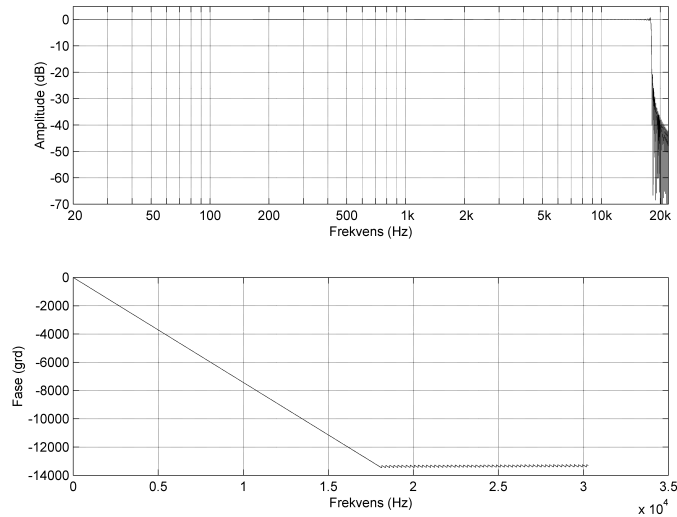
Den anvendte metode for design af et realiserbart filter består i at se på et vindue af den ideelle impulsrespons, og derved opnå et endeligt filter, samt at forskyde responsen tilpas så filteret bliver kausalt. Dette sker på bekostning af at der accepteres en tidsforsinkelse i filteret. Frekvensresponsen udvides med en lineær fase komponent (tidsforsinkelse):

$$H_{LP}(e^{j\omega}) = \begin{cases} e^{-j\omega M/2}, & \text{hvis } |\omega| < \omega_c, \\ 0, & \text{hvis } \omega_c < |\omega| \leq \pi \end{cases} \quad (4.3)$$

Hvor M er længden på det firfilter der anvendes, og $M/2$ svarer til den tidsforsinkelse, der er nødvendig for at få hele vinduet af impulsresponsen med. Den ideelle impulsrespons kan spejles omkring $n = 0$, hvor det realiserbare filter kan spejles omkring $n = M/2$. Impulsresponsen for dette filter er:

$$h_{LP}[n] = \frac{\sin \omega_c (n - M/2)}{\pi (n - M/2)}, \quad 0 \leq n \leq M \quad (4.4)$$

Figur 4.10 viser frekvens og faseresponse for et Type I fir filter.



Figur 4.10: Frekvens- og faseresponse for et Type I firfilter med afskæringsfrekvens ved 18 kHz, $M=250$ og rektangulært vindue

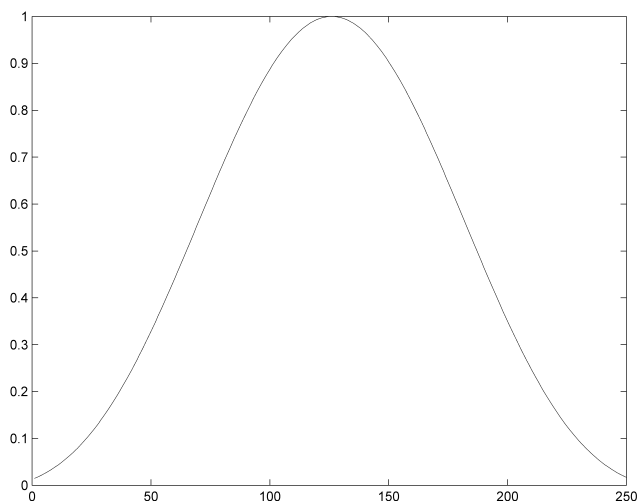
For at undgå en abrupt afskæring af impulsresponsen kan en vinduesfunktion med en „blødere“ afskæring anvendes. Der er valgt at bruge et Kaiser vindue. Filtrets impulsresponse multipliceret med vinduesfunktionen er:

$$h_{LP}[n] = \frac{\sin \omega_c (n - M/2)}{\pi (n - M/2)} w[n] \quad (4.5)$$

Hvor $w[n]$ er:

$$w[n] = \begin{cases} \frac{I_0[\beta(1 - [(n - \alpha/\alpha]^2)^{1/2}]}{I_0(\beta)}, & 0 \leq n \leq M \\ 0, & \text{ellers} \end{cases} \quad (4.6)$$

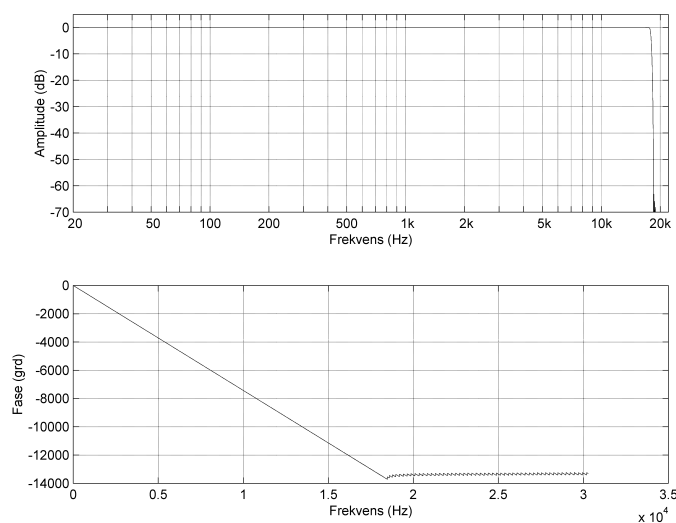
Hvor $\alpha = M/2$ og I_0 er en nulte-ordens modificeret bessel funktion af første grad [Sch89]. Ved at variere længden $M + 1$ og formen β kan vinduet bestemmes, så det bliver en afvejning mellem sidesløjfe amplitude og hovedsløjfe bredde. Figur 4.11 viser kaiservinduet $w[n]$, og figur 4.12 viser frekvens og faseplot for det samme firfilter med et Kaiservindue hvor $\beta = 6$.



Figur 4.11: Kaiservinduet der ganges på den ideelle impulsrespons for lavpasfiltret

Ved at anvende et Kaiservindue opnås en bedre dæmpning af sidesløjferne. Filteret på figur 4.10 (rektangulært vindue) har tendens til „ripple“ i pasbåndet jo tættere man er på afskæringsfrekvensen. Filteret på figur 4.12 (Kaiser vindue) har en meget pænere karakteristik i pasbåndet, og samtidig er dæmpningen af sidesløjferne meget bedre.

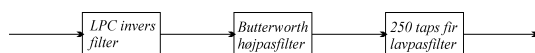
Firlavpasfilteret med Kaiservinduet er derfor anvendt til at dæmpe LPC filteret opadtil.



Figur 4.12: Frekvens- og faseresponse for et Type I firfilter med afskæringsfrekvens ved 18 kHz, $M=250$ og Kaiser vindue

4.2.4 Opsamling på højttalerkorrektion

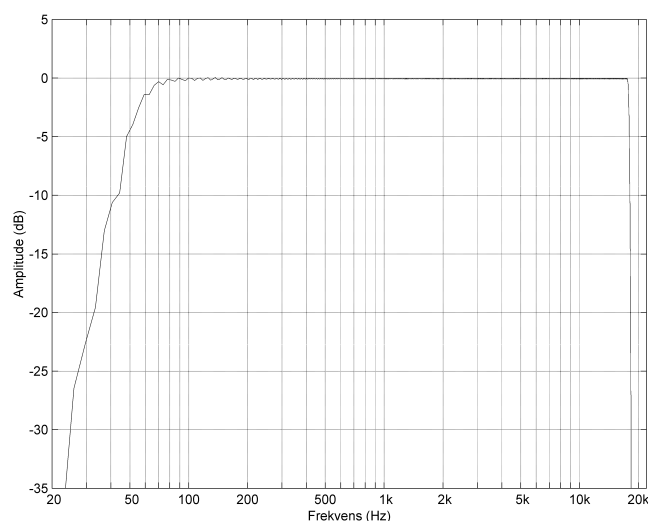
Korrektionen af højttalerresponsen består af delene på figur 4.13.



Figur 4.13: Dele af højttalerkorrektion

LPC filtret approximerer højttalerens inverse respons og vil ideelt set korrigere systemet til en helt flad response. På grund af højtalernes fysiske begrænsninger med at spille meget dybe toner, er det LPC-korrigerede signal højpasfiltreret. Ligeledes er signalet lavpasfiltreret, selvom diskanten nok ikke vil blive beskadiget ved at få et signal meget højt oppe i frekvens. Derimod vil LPC-korrektionen hæve niveauet kraftigt omkring 20 kHz fordi målesystemet, der er anvendt til at finde højttalerens impulsresponse, har et filter, der dæmper omkring denne frekvens. Det kan ses i Bilag A på figur A.2, hvor målesystemets response er vist (dog uden mikrofon og mikrofonforforstærker).

Figur 4.14 viser, hvordan den kombinerede frekvensresponse er for de tre filtre.



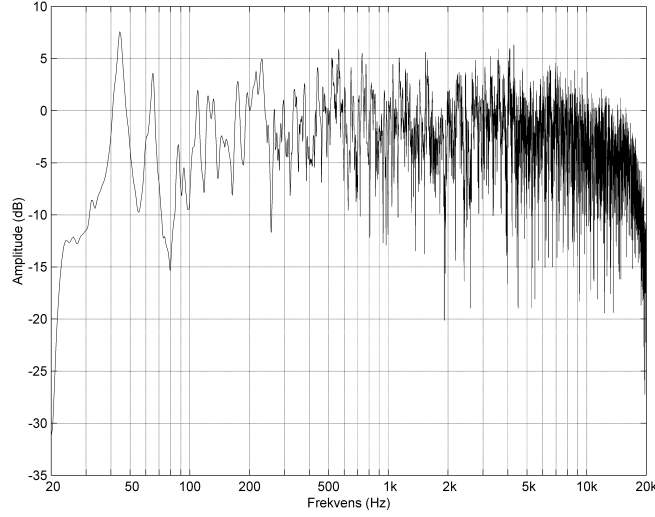
Figur 4.14: Frekvensrespons for den samlede højttalerkorrektion

4.3 Lytterummet

Målet med at rette op på lytterummets response, består i at identificere de rumresonancer, der er til stede og derefter dæmpe deres indflydelse. Hvis niveauet forstærkes omkring en bestemt frekvens, på baggrund af en måling i en bestemt position, kan niveauet forekomme meget højt i andre positioner i rummet. Hvor højt niveauet er, afhænger af hvor meget rumresonansen bliver anslået, dvs. højttalernes placering i forhold til resonancens amplitude, samt hvor målemikrofonen er placeret i forhold til resonancens amplitude. Derfor er det valgt at dæmpe niveauet for resonancerne omkring lyttepositionen.

Figur 4.15 viser frekvensresponsen som en midling af de to målepunkter M1 og M2 for lytterummet. Det er valgt at korrigere ud fra denne respons. Frekvensområdet, hvori der korrigeres, er fra 0 til 260 Hz .

I Matlab er der foretaget en detektion af lokale maxima mellem 0 og 260 Hz . Som referenceværdi er gennemsnittet af amplituden mellem 500 og 2000 Hz beregnet - det svarer til et niveau på $-1,3dB$ på figur 4.15. Kun maxima, der ligger over referenceværdien, er medtaget. Tabellen herunder viser ved hvilken frekvens, der fundet maxima samt hvor mange dB de ligger over referenceværdien:



Figur 4.15: Midlet frekvensresponse for måleposition M1 og M2

Frekvens (Hz)	44.4	65.2	109.6	123.5	131.8	174.3	194.7	215.5	230.3
Peakværdi (dB)	8.83	4.86	3.23	2.69	2.38	4.07	3.01	5.02	6.21

4.3.1 Bikvadratisk filter

Til at dæmpe rumresonancerne anvendes 2. ordens bikvadratiske filtre. Filtrene designes, så de dæmper de fundne maxima, så niveauet kommer ned på referenceværdien (niveaugennemsnittet i området 500-2000 Hz). Overførfunktionsfunktionen for filtrene er [Orf97]:

$$H(z) = \frac{\left(\frac{G_0 + G\beta}{1 + \beta}\right) - 2\left(\frac{G_0 \cdot \cos\omega_0}{1 + \beta}\right)z^{-1} + \left(\frac{G_0 - G\beta}{1 + \beta}\right)z^{-2}}{1 - 2\left(\frac{\cos\omega_0}{1 + \beta}\right)z^{-1} + \left(\frac{1 - \beta}{1 + \beta}\right)z^{-2}} \quad (4.7)$$

hvor,

$$\beta = \sqrt{\frac{G_B^2 - G_0^2}{G^2 - G_B^2}} \tan\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right) \quad (4.8)$$

ω_0 er vinkelhastigheden ved den frekvens, der ønskes dæmpet

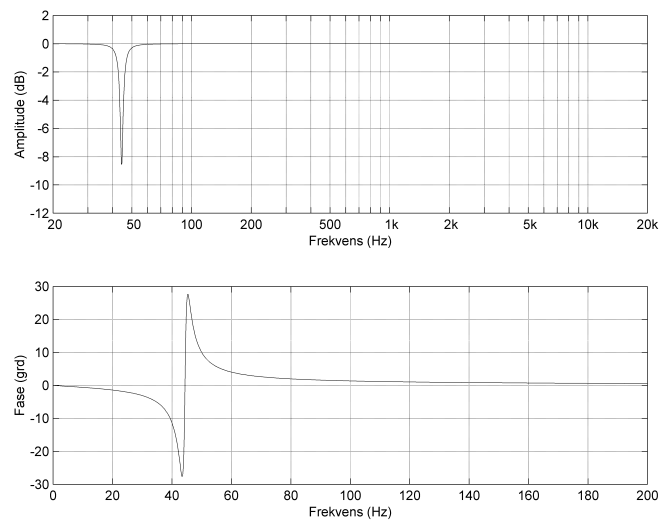
$\Delta\omega$ er vinkelhastighedsintervallet, der svarer til båndbredden

G_0 er forstærkningen ved DC og Nyquist frekvensen

G er forstærkningen ved frekvensen, der svarer til ω_0

G_B er forstærkningen ved båndbredden, der svarer til $\Delta\omega$

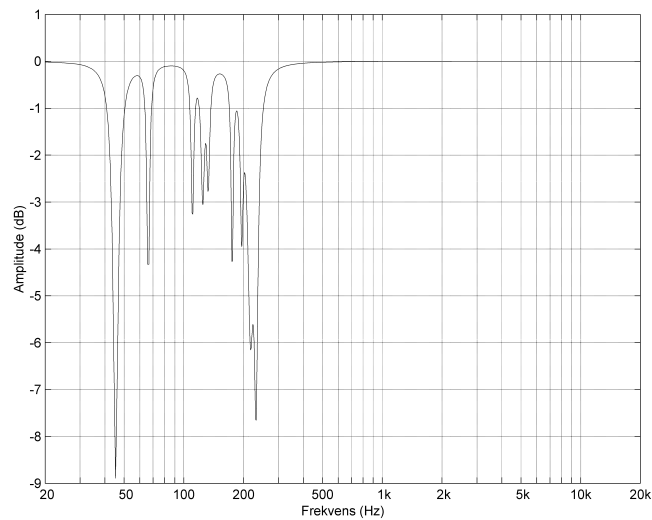
Der designes ni filtre til at dæmpe de ni lokale maxima. Filtrenes forstærkning ved de ni maxima sættes, så niveauet dæmpes til referencenværdien. Båndbredden er aflæst på frekvensresponsen på figur 4.15 ved $0dB$. Figur 4.16 viser frekvens og faserespons for filteret ved 44.4 Hz , der dæmper 8.83 dB .



Figur 4.16: Frekvens- og faserespons for bikvadratisk filter med dæmpning ved 44.4 Hz

Figur 4.17 viser den samlede respons for de ni filtre. Filtrenes impulsrespons foldes på signalet til højttalerne, så dæmpning af rumresonancerne opnås.

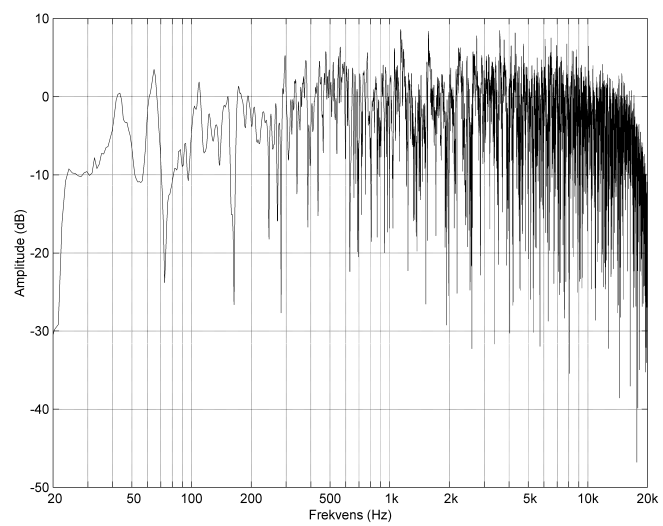
Figur 4.18 viser højttalerens frekvensrespons i måleposition M1, efter den er filtreret med de ni filtre. Det ses, at resonancerne er dæmpet betydeligt i forhold til figur 4.15. Grunden til, at alle de lokale maxima ikke ligger i niveau omkring referenceværdien er, at responsen i position M1 afviger fra den midlede respons for position M1 og M2. En anden kilde til korrektionsfejl kan være, hvis equaliseringsfiltret ikke er placeret præcis ved det lokale



Figur 4.17: Frekvensresponsen for de ni bikvadratiske filtre

maxima og hvis båndbredden er bestemt forkert. På figur 4.15 ses det, at ikke alle rumresonancerne ser ud til at følge en pæn symmetrisk kurve, mens equaliseringsfiltrene er „pæne“ symmetriske.

Den response, der korrigeres ud fra, er bare midlet over to punkter (de to punkter, der er placeret symmetrisk i forhold til begge højttalere, M1 og M2). For at opnå en midling over et større område kan flere målepunkter medtages i responsen, der skal korrigeres ud fra.



Figur 4.18: Højttalerens response filtreret med de ni equaliseringsfiltre

Kapitel 5

Konklusion

Målet med denne rapport var at forbedre de lydmæssige egenskaber for højttaler og lytterum. Højttaler og lytterum blev undersøgt separat. Analysen beskrev forskellige muligheder for forbedring for både højttalerne og lytterummet.

For højttalerne var det et ønske at designe et invers filter, der udglattede frekvensresponsen. Det inverse filter blev designet udfra en minimum-fase model, som umiddelbart kunne inverteres. Minimum-fase modellen blev bestemt ved LPC analyse, på baggrund af målinger foretaget med målesystemet beskrevet i appendiks A. Målesystemet havde et lavpasfilter i mikrofonforstærkeren, som begrænsede båndbredden. Dette filter ville LPC korrektionen forsøge at kompensere for, hvorfor der blev designet lavpasfilter med det formål at undetrykke LPC filtret over $18kHz$. Lavpasfilteret var et fir filter med 250 filterkoefficienter, designet med Kaiservindue udfra den ideelle lavpasimpulsresponse. For at beskytte højttaleren nedadtil, og undgå ulineær forvrængning fra basenheden, blev der også designet et 4. ordens butterworth højpasfilter.

Responsen i lytterummet er meget positionsafhængig, selv små ændringer gav store frekvensresponsforskelle. Derfor var det ikke muligt at bestemme et invers filter til korrektion af hele lytterummet. Komplet korrektion af lytterummet blev derfor fravalgt. Udfra den målte frekvensrespons midlet over to positioner, blev ni rumresonancer identificeret. Til at dæmpe niveauet for de ni rumresonancer blev ni bikvadratiske filtre anvendt.

5.1 Resultater og diskussion

Højttalerens frekvensresponse blev forbedret, og en pæn flad karakteristik blev opnået (se evt. figur 4.14). Responsen opadtil blev dog begrænset på grund af målesystemet. Nedadtil er der lidt variation på nogle få dB , på grund af at LPC korrektionen ikke er helt så god ved lave frekvenser. Hvis ordenen på LPC filtret hæves, kan disse variationer i responsen undgås.

Lytterummets ni bikvadratiske filtre dæmpede rumresonancerne. De bikvadratiske filtre er meget fleksible og kan tilpasses rumresonancerne godt. Det er ikke muligt at opnå en fuldstændig korrektion, da lyden i lytterummet er meget positionsafhængig. Der er bare midlet over to målepunkter, hvor en midling over flere målepunkter sandsynligvis vil give et bedre frekvensresponse for lyttepositionen. I det område af lytterummet, man kan kalde lyttepositionen, vil der dog altid være lokale forskelle i responsen. Equaliseringen af lytterummet vil derfor ikke kunne gøres bedre end de lokale forskelle, der vil være i lyttepositionsområdet.

Litteratur

- [Chr03] Knud Bank Christensen. A generalization of the biquadratic parametric equalizer. *AES Convention 115th*, October 2003.
- [Fie01] Louis D. Fielder. Practical limits for room equalization. *AES Convention 111th*, September 2001.
- [Hay96] Simon Haykin. *Adaptive Filter Theory, third edition*. Prentice Hall, 1996.
- [Hüc98] Erik Hüche. *Digital signalbehandling*. Teknisk forlag, 1998.
- [Oli98] Floyd E. Toole & Sean E. Olive. The modification of timbre by resonances: Perception and measurement. *Journal of Audio Engineering Society*, vol. 36 no. 3, March 1998.
- [Orf96] Sophocles J. Orfanidis. *Introduction to signal processing*. Prentice Hall, 1996.
- [Orf97] Sophocles J. Orfanidis. Digital parametric equalizer design with prescribed nyquist-frequency gain. *Journal of Audio Engineering Society*, vol. 45 p. 444, June 1997.
- [Sch89] Oppenheim & Schaffer. *Discrete-time signal processing*. Prentice Hall, 1989.
- [Stu03] Rhonda J. Wilson & Michael D. Capp & J. Robert Stuart. The loudspeaker-room interface - controlling excitation of room modes. *AES 23rd International Conference*, May 2003.
- [Väl01] Aki Mäkitvirta & Poju Antsalo & Matti Karjalainen & Vesa Välimäki. Low-frequency modal equalization of loudspeaker-room responses. *AES Convention 111th*, September 2001.

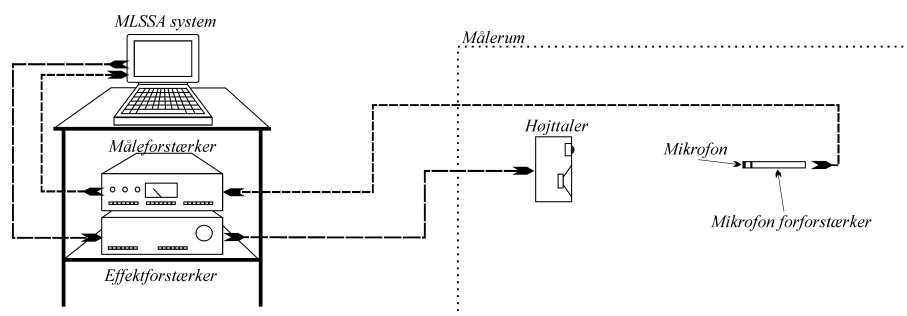
Bilag A

Målerapport

Dette bilag indeholder beskrivelse af målinger på Dynaudio Audience 52. Højttalerne er målt både i det lyddøde rum og lytterummet på Aalborg Universitet. Måledata findes på den vedlagte CD-rom.

A.1 Generel måleopstilling

Målingerne blev foretaget med systemet vist på figur A.1.

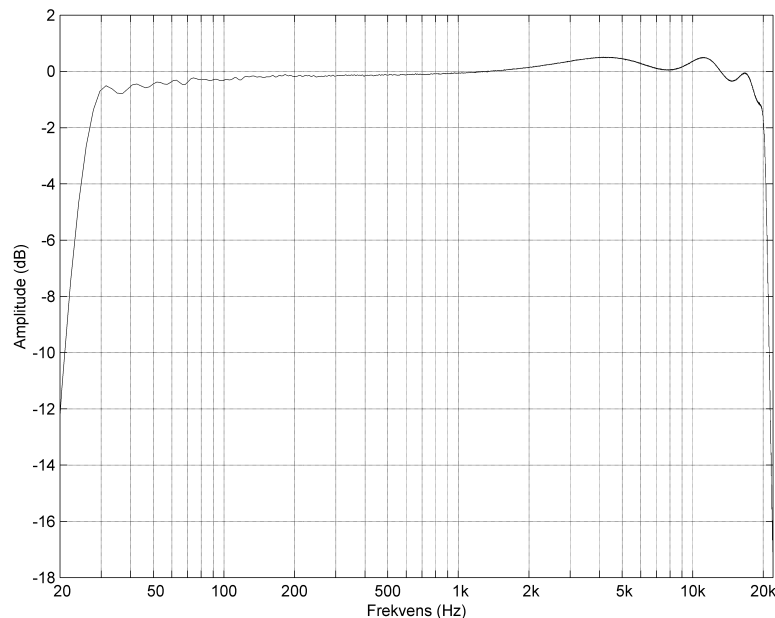


Figur A.1: Måleopstilling

MLSSA-systemet måler impulsresponsen ud fra en MLS-sekvens. MLS-signalet sendes gennem en effektforstærker for den nødvendige strøm kan leveres til højttalernes relativt lave impedans. Derefter opsamles signalet gennem en målemikrofon med forforstærker og forstærker for at blive analyseret af MLSSA-systemet.

Målesystemets frekvensresponse er fundet at få viden om hvilket område systemet kan måle i. Målingen er foretaget ved at sætte effektforstærkerens

udgang som input til måleforstærkeren, altså uden mikrofon og mikrofonforstærker. Frekvensresponsen er vist på figur A.2.



Figur A.2: Frekvensresponse for måleopstilling

A.1.1 Måleudstyr

Måleudstyret er det samme for målinger i det lyddøde rum og lytterummet, med undtagelse af mikrofonen. For målinger i det lyddøde rum anvendes en fritfelts mikrofon, og for målinger i lytterummet anvendes en diffusfeltsmikrofon. Tabel A.1.1 viser det anvendte udstyr.

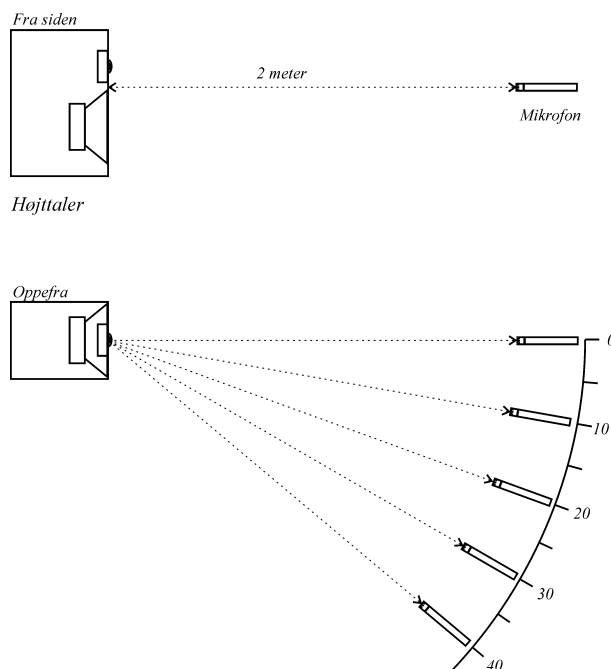
Udstyr	Mærke & Model	AUC LBNR
Mikrofon til lyddødt rum	Brüel & Kjær BK4165	07955
Mikrofon til lytterum	Brüel & Kjær BK4134	61447
Mikrofon forforstærker	Brüel & Kjær BK2669	56509
Mikrofonforstærker	Brüel & Kjær BK 2636	08717
Effektforstærker	Pioneer A-616	08340
MLSSA-system	Toshiba bærbar	26827

Tabel A.1: Det anvendte måleudstyr

A.2 Målinger i det lyddøde rum

Målet med at foretage målinger i det lyddøde rum er at få information om højttalerens frekvenskarakteristik og spredning. Det er muligt at foretage fritfeltsmålinger i det lyddøde rum. Frekvensresponsen nedadtil begrænses af afstande mellem højttaler og mikrofon samt afstande fra måleopstillingen til reflekterende flader - derudover af varighed af målesekvens¹.

Målingerne er foretaget som vist på figur A.1. Fritfeltsmikrofonen er placeret peger mod højttaleren og geometrien i måleopstillingen er vist på figur A.3.



Figur A.3: Målegeometri i det lyddøde rum

Målingerne er foretaget med en afstand mellem mikrofon og højttaler på 2 meter. Mikrofonen er placeret ud for punktet mellem enhederne. Højttalernes spredning er bestemt ud fra målinger i en „off-axis“ vinkel på henholdsvis 10°, 20°, 30° og 40°.

Impulsresponsmålingerne findes på CD-rommen under /data/lyddødt-rum/. Filnavnene har 8 karakterer AAAABCDD.TIM og er navngivet som

¹Det lyddøde rum er ikke „lyddødt“ for meget lave frekvenser - refleksioner fra vægge får derved betydning

vist i tabellen nedefor:

AAAA	LYDD for lyddødt rum
B	H for højre, V for venstre
C	D for diskant, B for bas/mellemtone, H for hele højttaleren
DD	00 10 20 30 40 for den vinkel målingen er foretaget i

MLSSA systemets indstillinger er vist på figur A.4, og en „SET“-fil er på CD-rommen under /data/lyddødt-rum/. Indstillingerne for „FFT“ og „Cumulative Spectral Decay“ er uden betydning for impulsresponsmålingerne. Måleforstærkeren var indstillet på 0dB forstærkning og båndbreddebegrænset med et lav- og højpasfilter med knækfrekvens på henholdsvis 22.4 Hz og 22.4 kHz. Effektforstærkeren var indstillet på 0dB forstærkning.

```

Acquisition
mode: CrossCorrelation
length: 6128 samples (101.1 msec)
sample rate: 60.61 kHz (16.5 µsecs)
Concurrent pre-average cycles: 16
Autorange: enabled
Antialiasing filter
type: Chebyshev
bandwidth: 20 kHz
gain: 0.5 (≅ 10 volts range)
Trigger
type: Stimulus trigger
delay: 0 samples (0 msec)
Units
acquisition: 1 volts/volt
stimulus: 1 volts/volt
Digital Filter
center: 1000 Hz
width: 1.000 octave
Directory: C:\USERS\Ø7GR770\LYDDØ410.SET
Last setup file: C:\USERS\Ø7GR770\LYDDØ410.SET
modified: 10-4-107 3:44 PM

Stimulus
Burst MLS
amplitude: ≅ 2.83 volts
period: 16383 samples
270.3 msec

FFT
window: rectangular
size: 1024 points
resolution: 59.19 Hz
Normal reference: 1
min phs accuracy: High
mode: Transfer Function

Cumulative Spectral Decay
fftsize: 1024
cycles: 50 (0.81 msec)
shift: 1 pts (0.02 msec)
window: Blackman-Harris
0.15 msec risetime
range: 0.000 - 15.000 kHz
linear frequency axis
6 dB/div, Auto floor

SETUP: Load Save Print
F1 for Help or ESC to exit

MLSSA: Setup Status

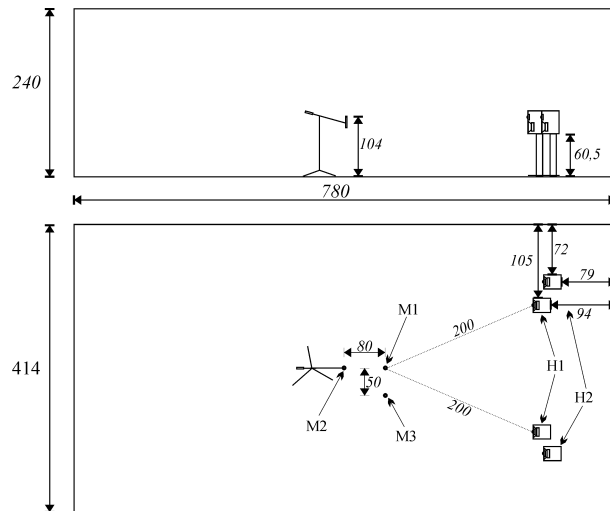
```

Figur A.4: MLSSA-systemets indstillinger i det lyddøde rum

A.3 Målinger i lytterummet

Formålet med at foretage målinger i lytterummet er at bestemme rummets indflydelse på lyden - mere specifikt at kunne identificere de rum-resonancer der er til stede. Det anvendte lytterum er lytterummet på Aalborg Universitet der overholder IEC standard 168-13. MLSSA-systemet blev anvendt til at finde impulsresponsen for højttaleren placeret i lytterummet som vist på figur A.1. Til målingen blev der anvendt en diffuseltmikrofon placeret vertikalt pegene mod loftet. Der blev foretaget målinger i tre forskellige positioner

for mikrofonen (M1, M2 og M3) og to forskellige (H1 og H2) for højttaleren som vist på figur A.5



Figur A.5: Målegeometri i lytterummet

Højttalerplacering H1 er 105cm fra sidevæggene og 94cm fra bagvæggen. Placering H2 er 72cm fra sidevæggen og 79cm fra bagvæggen. I begge højttalerplaceringer er højttalerens flader paralelle med side- og bagvæg. Højttalerne står på fødder der hæver dem 60,5cm over gulvet.

Ved mikrofonenplacering M1 er mikrofonen placeret midt mellem og 2m fra hver højttalerfront. Placering M2 er trukket 80cm tilbage fra placering M1, og placering M3 er forskudt 50cm til højre for placering M1. Mikrofonen er hævet 104cm over gulvet.

Derudover er der foretaget en måling med en højttaler og mikrofonen placeret i hver sit hjørne af rummet. Denne måling er lavet for at bestemme rumresonancerne.

Impulsresponsmålingerne findes på CD-rommen under /data/lytterum/. Filnavnene har 8 karakterer AAABCCDD.TIM og er navngivet som vist i tabelen nedefor. Eneste undtagelse er målingen med mikrofon og højttaler placeret i hjørnet; den hedder: LYTTHJOR.TIM.

AAA	LYT for lytterum
B	H for højre, V for venstre
CC	H1 eller H2 for højttalerplacering
DD	M1, M2 eller M3 for mikrofonplacering

MLSSA systemets indstillinger er vist på figur A.6, og en „SET“-fil er på CD-rommen under /data/lytterum/. Indstillingerne for „FFT“ og „Cumulative Spectral Decay“ er uden betydning for impulsresponsmålingerne. Måleforstærkeren var indstillet på 0dB forstærkning og båndbreddebegrænset med et lav- og højpasfilter med knækfrekvens på henholdsvis 22.4 Hz og 22.4 kHz. Effektforstærkeren var indstillet på 0dB forstærkning.

Acquisition	Stimulus
mode: CrossCorrelation	Burst MLS
length: 32768 samples (540.7 msec)	amplitude: $\approx$ 2.83 volts
sample rate: 60.61 kHz (16.5 μ secs)	period: 65535 samples
Concurrent pre-average cycles: 16	1081 msec
Autorange: enabled	FFT
Antialiasing filter	window: rectangular
type: Chebyshev	size: 1024 points
bandwidth: 20 kHz	resolution: 59.19 Hz
gain: 5 ($\approx$ 1 volts range)	Normal reference: 1
Trigger	min phs accuracy: High
type: Stimulus trigger	mode: Transfer Function
delay: 0 samples (0 msec)	
Units	Cumulative Spectral Decay
acquisition: 1 volts/volt	fftsize: 1024
stimulus: 1 volts/volt	cycles: 50 (1.07 msec)
Digital Filter	shift: 1 pts (0.02 msec)
center: 1000 Hz	window: Blackman-Harris
width: 1.000 octave	0.15 msec risetime
Directory: C:\USERS\07GR770\LYTT0510.SET	range: 0.000 - 15.000 kHz
Last setup file: C:\USERS\07GR770\LYTT0510.SET	linear frequency axis
modified: 10-4-107 8:23 PM	6 dB/div, Auto floor
SETUP: Load Save Print	
F1 for Help or ESC to exit	MLSSA: Setup Status

Figur A.6: MLSSA-systemets indstillinger i lytterummet

Bilag B

Matlab-filer

Dette bilag indeholder en oversigt over de Matlab-filer der er anvendt i projektet. De findes på den vedlagte CD-Rom under /matlab/.

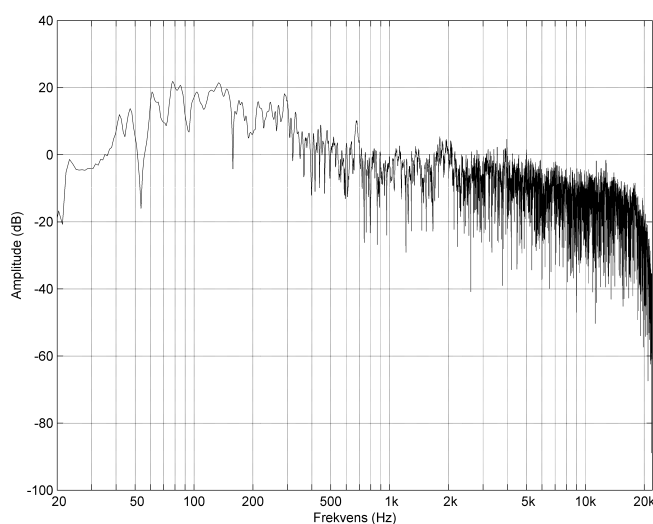
nibk.m	Filtrerer diracs deltaimpuls eller impulsresponsen for lytterummet gennem ni bikvadratiske filtre
leq*.m	Bikvadratiske filtre
butterh.m	4. ordens butterworth højpasfilter
peak.m	Finder peakværdier i frekvensresponsen
firlp.m	Fir lavpasfilter
hlpc.m	LPC model af højttaleren
hlpcbutfir.m	Højttalerens respons efter filtrering gennem LPC-,høj- og lavpasfilter

IO.m, freqzdk.m, fakultet.m og loadtim.m er hjælpefunktioner.

Bilag C

Frekvensresponsen ved måling i hjørnet af lytterummet

Dette bilag, viser frekvensresponsen når mikrofon og højttaler er placeret i hver sit hjørne af lytterummet. Ved denne placering vil alle rumresonancerne anslås, da amplituden er størst tættest på væggene.



Figur C.1: Frekvensrespons ved placering af højttaler og mikrofon i hver sit hjørne