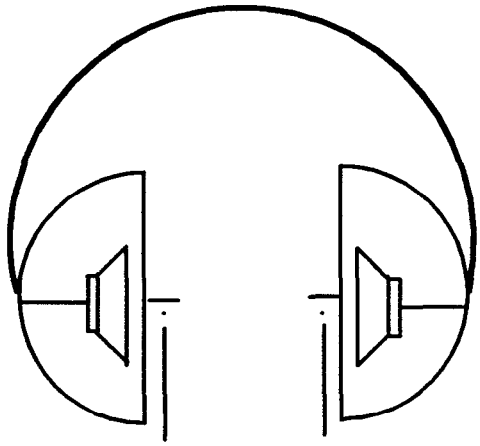
Examensarbete MEE-96-02

AKTIVA HEADSET

Stefan Karlsson



Magisterprogrammet i Elektroteknik vt96
Högskolan i Karlskrona/Ronneby
Institutionen för signalbehandling
Examinator: Per Sjösten

Abstract

This Master thesis report describes how hearing protectors can give higher attentuation to low-frequency noise when using electronic filter and active noise cancelling technique. The method described is a feedback coupling by a digital or analog filter. The filterdesign and possibility to adjust the filtercoefficients to the individual who is supposed to wear the active headsets are discussed. The properties that the transducers in the headsets ought to have are described.

Sammanfattning

Det här examensarbetet pa magisternivå beskriver hur hörselskydd kan ge högre dämpning för låga frekvenser genom att utnyttja elektronik och aktiv bullerdampningsteknik. Den metod som främst presenteras är Bterkoppling via ett digitalt eller analogt reglerfilter. Designen av detta reglerfilter och möjligheten att anpassa filtret till den individ som skall bära skyddet diskuteras. De egenskaper hdgtalarelementen i hörlurarna bör ha beskrivs.

Innehållsförteckning

1. Introduktion

1.1. Inledning..... 1

1.2. Problemformulering 1

2. Teoretisk bakgrund

2.1. Principen bakom aktiva hörselskydd..... 2

2.2. Aktiv dämpning genom återkoppling..... 4

2.3. Optimering av analogt reglerfilter.. 6

2.4. Kommunikation via aktiva hörlurar..... 9

2.5. Alternativa bullerdämpningsalgoritmer..... 9

3. Mätningar

3.1. Mätning av iiverfdringsfunktion.. 11

3.2. Individanpassning..... 11

3.3. Jämförelse mellan olika hörlurar..... 14

4. Simulering och implementering

4.1. Simulering i Matlab..... 17

4.2. Implementering pi digital signalprocessor..... 19

5. Sammanfattning

5.1. Resultat.....*..... 22

5.2. Framtida utvecklingsmiijligheter 22

6. Referenser

1. Introduktion

1.1. Inledning

Principen bakom aktiv bullerdämpningsteknik testades redan pa 1930-talet av läkaren Paul Lueg, som 1936 fick det första patentet pa området. Det är dock först de senaste 15 -20 åren som tekniken har borjat komma till praktisk användning. Anledningen till detta är utvecklingen av elektroniken. Nya komponenter med ny funktionalitet och mindre dimensioner har utvecklats. De senaste åren har de digitala signalprocessorerna utvecklats och borjat anvandas allt mer.

Aktiv bullerdampning går ut på att dämpa buller genom att låta en hiigtalare alstra ljud i motfas med bullret så att en utsläckning av ljudvågorna sker. Headset som fungerar enligt denna princip finns sedan några år att köpa. De är konstruerade med analog elektronik.

Vanliga passiva hörselkåpor är de hörselskydd som används mest idag. De har nackdelen att låga frekvenser dämpas dåligt. Dock dämpar de bättre för högre frekvenser. Aktiv teknik ger bra dämpning vid låga frekvenser men kan inte anvandas vid högre. Kombinationen passiv och aktiv teknik ger alltså en bra dämpning över hela frekvensomradet.

Aktiva headset har en hiigtalare och en mikrofon monterade i varje kåpa. Mellan mikrofon och hiigtalare sitter analog eller digital elektronik för att styra högtalaren så att bullret vid mikrofonen skall bli så litet som möjligt.

1.2. Problemformulering

Syftet med detta arbete är att undersöka om det med aktiva bullerdämpningsmetoder och digital teknik går att göra hörselskydd som effektivt dämpar lagfrekvent (<500 Hz) buller.

Avsikten är att med en digital signalprocessor styra en hiigtalare i hörselkåpan pa så sätt att den kommer att alstra ljud som ligger i motfas med det buller som skall dämpas. Systemet fungerar enligt principen aterkoppling via ett reglerfilter. Frågan om hur hög dämpning ett sådant system kan ge utan att bli instabilt utreds.

Ett annat syfte är att undersöka om man kan få högre dämpning genom att individanpassa de aktiva headseten. Detta kan i så fall ske genom att mäta upp överföringsfunktionen mellan högtalare och mikrofon för den individ

som skall bära headsetet och använda den vid stabilitetsberakningar istället för någon genomsnittlig överföringsfunktion. Är skillnaden mellan olika personers överföringsfunktioner så stor att högre dampning kan uppnås om hänsyn tas till dessa skillnader?
Hur reglerfiltret skall designas för att det Sterkopplade systemet skall ge maximal dampning utan att bli instabilt är en grundläggande fråga. Går det att ta fram någon användbar algoritm for att räkna ut de optimala filterkoefficienterna?

2. Teoretisk bakgrund

2.1. Principen **bakom aktiva headset**

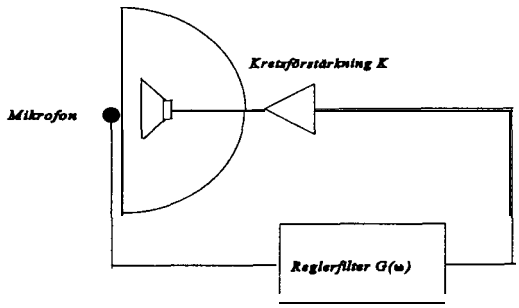
Principen vid aktiv bullerdampning är att låta en mikrofon ta upp en referenssignal av bullret och sedan låta en högtalare skicka ut ljud med samma amplitud men i motfas. Då sker en utsläckning av ljudvågorna. Aktiva headset består alltså av en hörselkåpa med ett högtalarelement inmonterat. Intill högtalaren placeras en liten elektretmikrofon.
Det finns några olika sätt att lösa dampningsproblemet i aktiva headset. Den som tas upp här är en lösning med återkoppling via analogt eller digitalt reglerfilter. I figur 1 visas principen för Bterkoppling via ett reglerfilter. Denna lösning har nackdelen att systemet kan bli instabilt. Den är dock den mest använda i kommersiella produkter eftersom den går att implementera med analog teknik.
Utvecklingen av de digitala signalprocessorerna har dock gjort det möjligt att använda olika typer av LMS-algoritmer, till exempel filtered-x LMS [ref 6,8]. Två tillämpningar där LMS-algoritmen används beskrivs kortfattat i avsnitt 2.5.
Som nämndes i inledningen används aktiv teknik för dampning av buller vid låga frekvenser. Aterkopplade system kan bli instabila då frekvensen ökar eftersom fasvridningen ökar med frekvensen. Därför används aktiv bullerdampningsteknik i headset i regel bara för att dämpa frekvenser upp till omkring 800 Hz. I detta område har rapporterats en genomsnittlig dampning på 10-20 dB [ref

1,7,9]. De material som finns i passiva hörselkåpor dämpar dock bra för frekvenser over 1000 Hz. Detta gör att passiv och aktiv dämpning kompletterar varandra så att en jämn dämpning fås for hela frekvensomradet.

Det finns en fysikalisk gräns där avstandet mellan trumhinna och mikrofon är en fjärdedels våglängd. Då våglängden når denna gräns kommer det att bli en ljudtrycksnod vid mikrofonen och en ljudtrycksbuk en fjärdedels våglängd därifrån, det vill saga vid trumhinnan. Antag att avståndet mellan trumhinnan och mikrofonen är 35 millimeter (hörselgångens längd är ca 25 mm). Då fås en gränsfrekvens f på 2.4 kHz enligt följande formel

$$f = \frac{c}{\lambda} = \frac{340}{(40.035)} = 2.4kHz$$

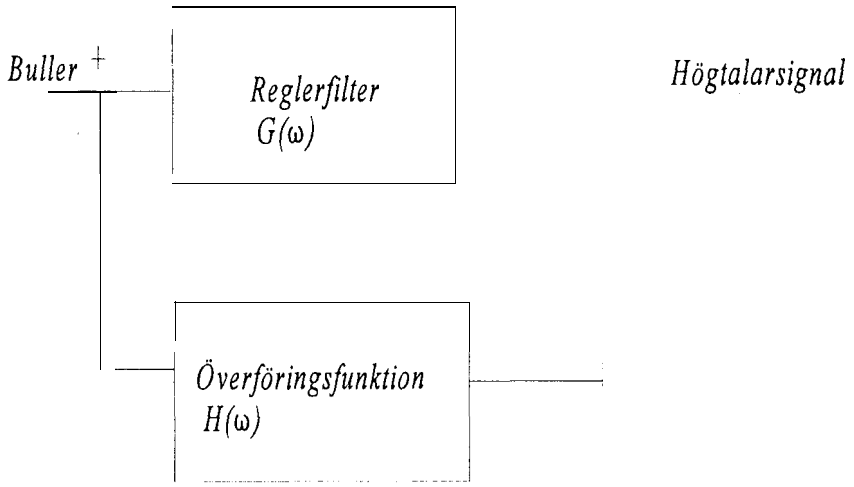
där c är Ijudhastigheten i luft och λ våglängden.



Figur 1.
Headset med aktiv bullerdämpningsteknik.

2.2. Aktiv dämpning genom Hterkoppling

Ett blockdiagram för ett återkopplat system visas i figur 2.



Figur 2.
Blockdiagram för ett återkopplat system.
$G(\omega)$ är reglerfiltrets överföringsfunktion.
$H(\omega)$ är överföringsfunktionen från högtalare till mikrofon.

Filterfunktionen betecknas i fortsattningen $G(\omega)$ och överföringsfunktionen från högtalare till mikrofon $H(\omega)$. Kretsförstärkningen har beteckningen ***k.*** Problemet med ett aterkopplat system är att det kan bli instabilt. Jag har valt att definiera aterkopplingen som positiv eftersom överföringsfunktionen från högtalaren till mikrofonen ***H(w),*** i större delen av det intressanta frekvensomradet har en negativ fasvridning på 180" och därmed ett minustecken inbyggt. Detta innebar att för stabilitet krävs att kretsöverföringens belopp $k|GH| < 1$ då fasvridningen för ***GH*** når -360". Detta innebär också som vi senare skall se att i Nyqvistdiagrammet fordras att punkten l+jO inte omsluts av kurvan, och inte som vanligt vid negativ Bterkoppling då punkten -l+jO inte far omslutas av kurvan.

Eftersom fasvridningen ökar med frekvensen måste reglerfiltret G designas så att det begränsar frekvensområdet samtidigt som det bidrar med så liten fasvridning som möjligt. Detta filter kan göras såväl digitalt som analogt [ref 1,4]. Det svåra problemet är alltså att hitta filterkoefficienterna till reglerfiltret G. Den algoritm som föreslagits av Carme [ref 1] ger ett IIR-filter med två konjugerade poler och två konjugerade nollställen.
Det är också viktigt att överföringsfunktionen mellan högtalare och mikrofon har liten fördröjning. Därför bör mikrofonen placeras så nära hijgtalarelementet som möjligt. Den akustiska fördröjningen kan räknas ut som

$$t = \frac{a}{c}$$

där a är avstandet mellan högtalare och mikrofon och c är Ijudhastigheten. Om c=340 m/s och avstandet a=5 mm fås t=0.015 ms. Detta ger vid frekvensen f=500 Hz en fasvridning på 2.7" beräknat med nedanstående formel

$$\Phi = \omega t = 2\pi f t$$

Vid mätningar av överföringsfunktionen har betydligt större fasvridning mätts upp vilket måste bero på högtalarelementet och/eller mikrofonen. Enligt Nelson och Elliot [ref 9] har Carme med flera konstaterat att den största delen av fasvridningen kan hänföras till högtalarelementet. Det är alltså av stor vikt att en hörlur med liten fasvridning används för att stabilitet skall uppnås. I avsnitt 3.3 beskrivs resultatet av mätningen av olika hörlurars överföringsfunktioner.
Målet med detta arbete har varit att göra en aterkoppling via ett digitalt filter. Då tillkommer en del problem vid AD- och DA-omvandling. För att uppfylla samplingsteoremet måste antivikningsfilter och rekonstruktionsfilter användas. Dessa ger en extra fasvridning i systemet. Om samplingsfrekvensen är hög kan dock brytfrekvensen på dessa filter vara hog. Därmed blir fasvridningen för låga frekvenser inte så stor.
Vi bör också ha en hög samplingsfrekvens för att inte införa någon fördröjning. Fasvridningen som beror på ett sampels fördröjning fås enligt

$$\Phi = \omega t = 2\pi f t_s = \frac{2\pi f}{f_s}$$

där f_s är samplingsfrekvensen, f frekvensen och t_s tiden mellan två sampel. En samplingsfrekvens f_s=10 kHz ger en fasvridning pa 18 ° och f_s=50 kHz ger 3.6 ° vid frekvensen 500 Hz beräknat pa 1 sampels fördröjning. Bera och Sunyach [ref 4] har testat ett digitalt aterkopplat system och då haft en samplingsfrekvens pa 100 kHz.

Ett annat problem är att ett aterkopplat system ofta ger en förstärkning för vissa frekvenser ovanför det frekvensomrade där dämpning sker, trots att det är stabilt. En kompromiss måste göras mellan stor dämpning för låga frekvenser och förstärkning för medelhöga frekvenser.

2.3. **Optimering av analogt reglerfilter**

Överföringsfunktionen för det aterkopplade systemet kan skrivas

$$\frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = \frac{1}{1 - H(j\omega)G(j\omega)}$$

där $Y(j\omega)$ är fouriertransformen av mikrofonsignalen, $X(j\omega)$ är fouriertransformen av utsignalen till högtalaren, $H(j\omega)$ är överföringsfunktionen mellan mikrofon och högtalare och $G(j\omega)$ är reglerfiltrets överföringsfunktion.

Om vi tittar på effektspektrum far vi

$$S_{yy} = \frac{S_{xx}}{|1 - H(j\omega)G(j\omega)|^2}$$

Detta innebär att energin i felsignalen Syy minimeras då

$$|1-H(j\omega)G(j\omega)|^2$$

maximeras.
Antag att kretsöverföringen kan skrivas som

$$H(j\omega)G(j\omega)=K(\omega)e^{-j\phi(\omega)}$$

där $K(\omega)$ är frekvensberoende beloppet.
Då fås följande

$$|1-G(j\omega)H(j\omega)|^2=1+K(\omega)^2-2K(\omega)\cos(\phi(\omega))$$

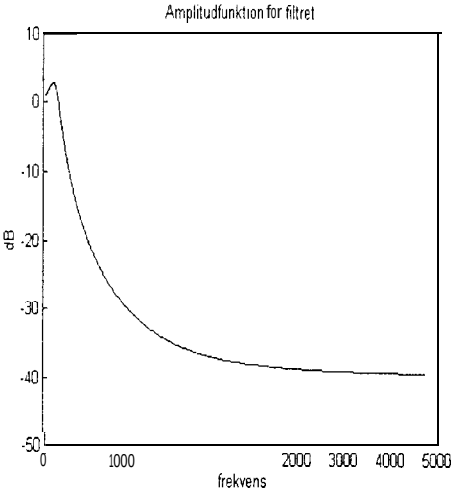
som alltså skall maximeras.
Att hitta en filterfunktion $G(j\omega)$ sådan att ovanstående maximeras är inte så lätt, bland annat på grund av att filtret måste vara realiserbart och det återkopplade systemet måste vara stabilt.
Filterfunktioner som har visat sig vara passande är av typen

$$G(s)=K\frac{(s-n)}{(s-p)}.$$

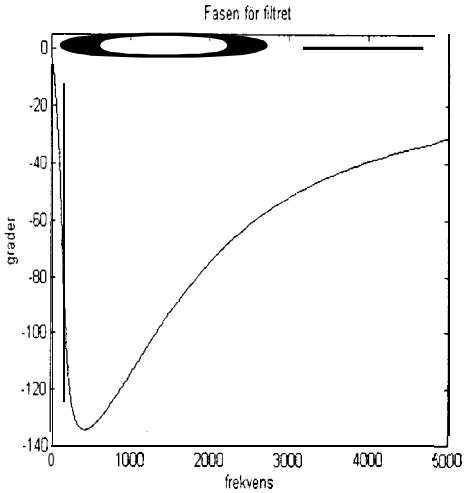
där nollstället och polen placeras i vänster halvplan för att få ett minimum fas filter.
Car-me [ref 4] har föreslagit ett effektivare filter med två komplexkonjugerade poler och två komplexkonjugerade nollställen enligt

$$G(s)=K\frac{(s-n)(s-n*)}{(s-p)(s-p*)}$$

Även i detta fall ligger nollställena och polerna i vänster halvplan.
Man kan räkna om dessa analoga filter till digitala och då få nollställen och poler innanför enhetscirkeln i z-planet. Detta görs i avsnitt 4.2. Amplitudfunktion och fasgang för ett filter av ovanstaende typ visas i figur 3 och 4.



Figur 3.
Amplitudfunktion för reglerfiltret med nollställena n1,n2=(-4.0±j2.5)ωc och polerna p1,p2=(-0.2± j0.4)ωc där gränsfrekvensen är 360 Hz dvs ωc=2π*360.

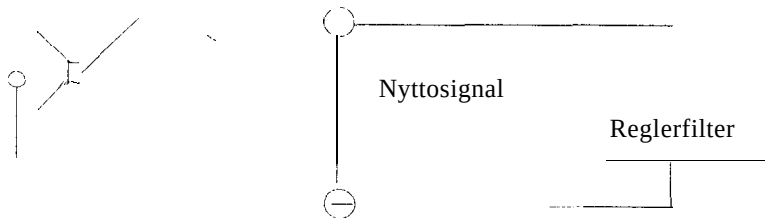


Figur 4.
Fasfunktion för reglerfiltret med nollställena n1,n2=(-4.0±j2.5)ωc och polerna p1,p2=(-0.2± j0.4)ωc där gränsfrekvensen är 360 Hz dvs ωc=2π*360.

Faskurvan har egenskapen att den går mot noll för låga och höga frekvenser. Beroende på hur brant filter som krävs fås olika fasgang. En kompromiss mellan filtrets branthet och fasgang måste göras. Det enklare filtret med en pol och ett nollställe faller inte lika brant vid brytfrekvensen men ger därmed en mindre påverkan på fasen. I avsnitt 4.1 diskuteras resultatet av de simuleringar som gjorts i Matlab för ovanstaende filtertyper.

2.4. Kommunikation via aktiva hörlurar

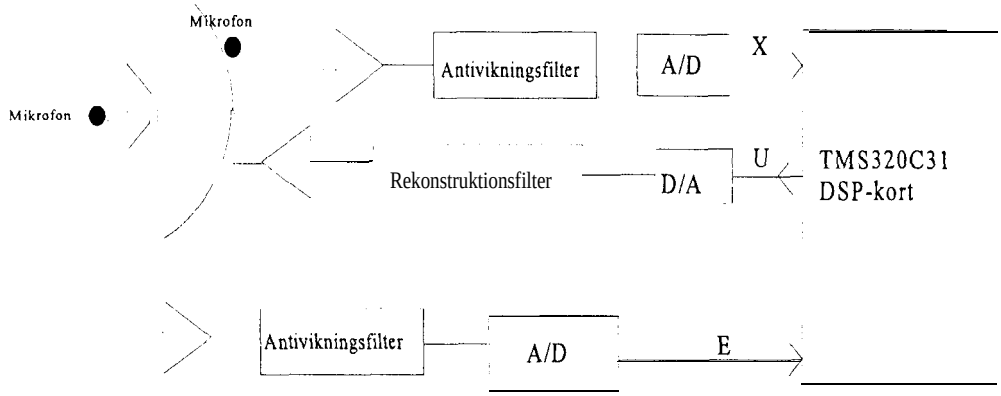
I vissa tillämpningar vill personen som bar hörselskydden kunna höra meddelanden eller musik i hörlurarna utan att dampningsalgoritmen angriper dessa nyttosignaler. En principiell lösning pa detta visas i figur 5 [ref. 3].



Figur 5.
Principen för kommunikation via hörlurar med aktiv bullerdämpning.

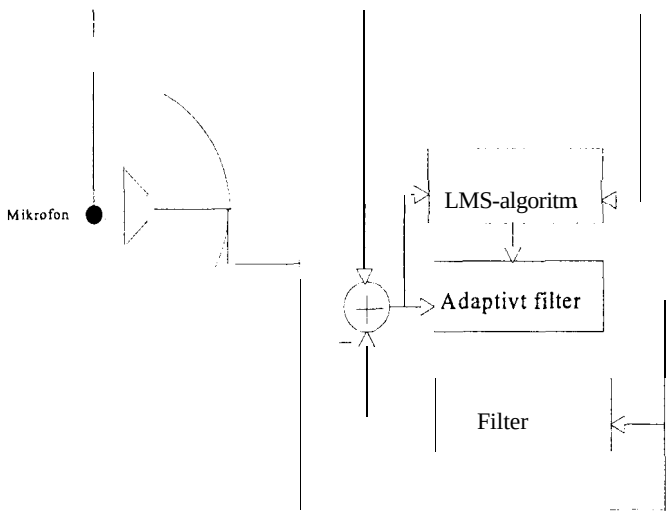
2.5. Alternativa bullerdämpningsalgoritmer

Om aktiv dämpning skall åstadkommas över ett bredare frekvensomrade är en lösning med aterkoppling vanligast. Dock har försök gjorts där en filtered-x LMS algoritm använts [ref 6,8]. En mikrofon placeras då utanpå hörluren för att få en referenssignal. Denna referenssignal filtreras sedan med en skattning av framkanalen (från U till E i figur 6). Den filtrerade referenssignalen utgör insignal till LMS-algoritmen tillsammans med signalen som kommer från mikrofonen inuti hörselskyddet. Principen visas i figur 6 nedan. Dämpning på i medeltal 15-20 dB har rapporterats i frekvensomradet 80-650 Hz [ref 6].
Om man vill dämpa smalbandigt buller går det enligt erfarenheter på institutionen för signalbehandling i Ronneby att dämpa 30-40 dB. Dessutom finns det fler typer av lösningar. En är asynkron digital aterkoppling. Den har bland annat använts för dämpning av sirener i kupe'n på brandbilar. Algoritmen fungerar bra för periodiska och smalbandiga signaler.



Figur 6.
Principen för aktiv dämpning med filtered-X LMS.

I figur 7 visas principen för asynkron digital återkoppling. Det adaptiva filtrets utsignal kopplas till högtalarna i headsetet för att släcka ut bullret vid örat. Utsignalen skall alltså ligga i motfas till bullret. Utsignalen får också gå igenom ett filter anpassat till hörluren för att få en referenssignal som därefter subtraheras till mikrofonsignalen. Differensen mellan signalerna blir insignal till det adaptiva filtret. LMS-algoritmen försöker ställa in filterkoefficienterna så att filtrets utsignal skall släcka ut så stor del av bullret som möjligt.



Figur 7.
Principen för asynkron digital återkoppling.

3. Mätningar

3.1. Mätning av Sverfiiringsfunktion

Mätningarna av hörlurarnas överföringsfunktioner har gjorts med en frekvensanalysator. Som insignal till hörluren har använts en svept sinussignal som via en förstärkare har kopplats till hiirluren. Signalen från mikrofonen som placerats i hörluren har kopplats till kanal 2 på analysatorn som ställts in på mätning av frekvensrespons. Mätdata har sparats på diskett och omvandlats till matlabformat med hjälp av ett konverteringsprogram.

3.2. Individanpassning

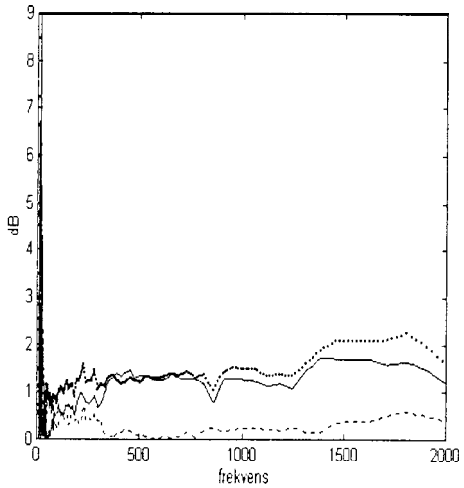
Om det går att finna någon praktiskt användbar algoritm för att finna de filterkoefficienter som maximerar

$$|1-H(j\omega)G(j\omega)|^2$$

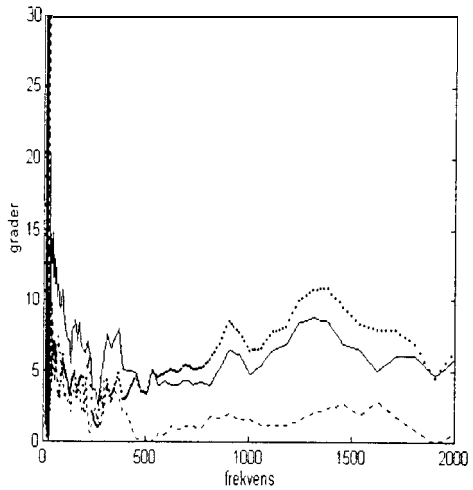
enligt avsnitt 2.3 skulle det kunna vara möjligt att mäta upp överföringsfunktionen $H(j\omega)$ för den individ som skall använda hörselskydden och använda denna vid optimeringen. Frågan är om $H(j\omega)$ skiljer sig mellan olika individer och i så fall hur mycket. Är skillnaden så stor att dämpningsförmågan påverkas?

För att undersöka saken mätte jag först överföringsfunktionen för samma individ fern ginger. Mellan varje mätning togs lurarna av och sattes på igen. Detta för att undersöka hur stor skillnaden var mellan olika mätningar på samma individ.

Det visade sig att det fanns skillnader mellan olika mätningar. Detta beror förmodligen på hur hörlurarna sitter på huvudet, huvudrörelser som görs under mätningen och om mikrofonens läge ändras. I figur 8 och 9 nedan visas absolutbeloppet av skillnaden mellan olika överföringsfunktioner mätta på samma individ.



Figur 8.
Absolutbeloppet av skillnaden mellan olika mätningar av Gverfdringsfunktionens amplitud. Alla mätningarna är gjorda på samma individ.

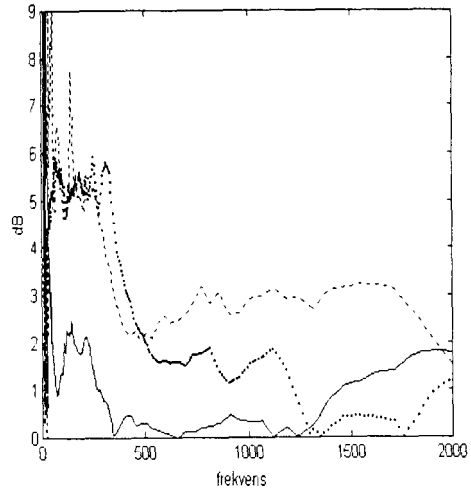


Figur 9.
Absolutbeloppet av skillnaden mellan olika mätningar av bverfdringsfunktionens fas. Alla mätningarna är gjorda på samma individ.

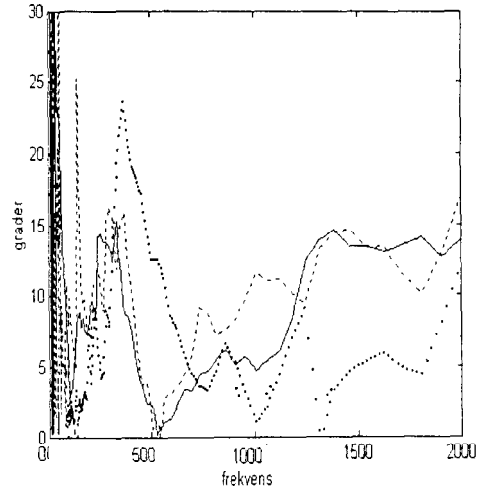
Sedan gjorde jag matningar på fyra olika personer, bade vänster och höger öra. Jämförelser mellan amplitudfunktion och fasfunktion gjordes sedan. Dampningskurvorna jämfördes sedan för att se om dampningen påverkades.

Resultaten antyder att det finns skillnader mellan olika individer. Men eftersom skillnaderna också är stora mellan olika matningar på samma person är det svårt att dra några säkra slutsatser. Skillnaderna mellan mätningarna på olika individer är dock så stora att dampningen påverkas upp till 5 dB (se figur 12) för vissa frekvenser vid simulering i Matlab. Reglerfiltret har då varit optimerat for en viss individs överföringsfunktion. Men samma filter har använts vid beräkningen av dampningen för de andra personerna.

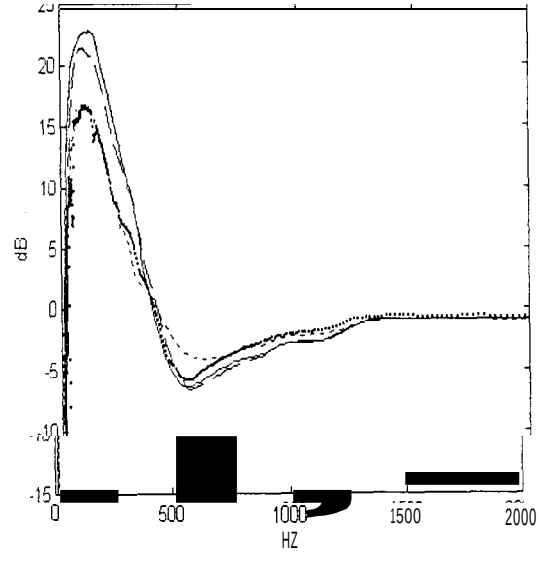
Mätningarna tyder också på att det finns skillnader mellan vänster och höger öra på samma person. De är dock inte så stora som mellan matningar på olika personer. En viss förbättring av dampningen borde alltså fås om man gör en individanpassning genom att för varje individ anpassa kretsförstärkningen och reglerfiltret. Men man måste ändå ha rätt stora amplitud- och fasmarginaler eftersom hörlurarna måste behålla stabiliteten även då de sitter dåligt på huvudet eller vid av- och påtagning. I figurerna nedan visas skillnadema mellan matningar på olika personer. Som mest skiljer ungefär 6 dB mellan amplitudkurvorna och 2 1 grader mellan faskurvorna.



Figur 10.
Absolutbeloppet av skillnaden mellan matningar av bverforingsfunktionens amplitud på olika individer.



Figur 11.
Absolutbeloppet av skillnaden mellan matningar av överföringsfunktionens fas på olika individer.



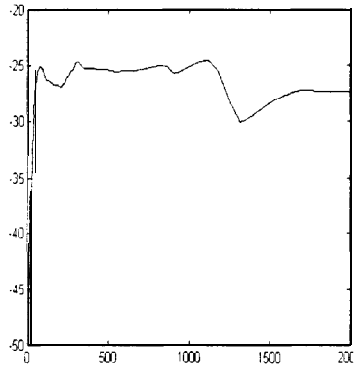
Figur 12.
Dämpningskurvor för de olika försökspersonerna då samma reglerfilter och samma kretsförstärkning används. Som mest skiljer 5 dB mellan kurvorna.

3.3. Jämförelse mellan olika hörlurar

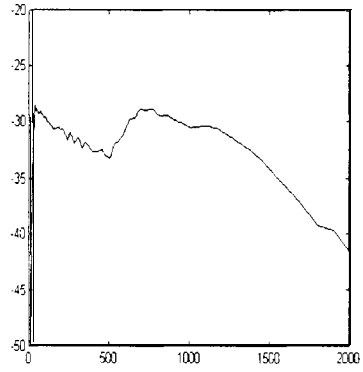
Det visade sig att större delen av fasvridningen i systemet uppstår i hörluren och inte till följd av den akustiska fördröjningen mellan högtalare och mikrofon. Det har också visat sig att amplitudfunktion och fasvridningen mellan olika hörlurar skiljer så mycket att dämpningsförmågan påverkas. Det är alltså viktigt att anvanda en så bra hörlurar som möjligt. Med bra menas i första hand att hörlurens fasvridning inte skall vara för stor. Hörluren bör anpassas så att reglerfiltret, förstärkare och hörluren tillsammans ger 180" fasvridning i det frekvensomrade (50-500 Hz) där man vill ha hög dämpning. Då behövs ingen fasvridande krets i aterkopplingen.

Hörlurarna bör också ha en relativt låg resonansfrekvens så att dampning kan ske för låga frekvenser. En topp i responsen vid lägsta resonansfrekvensen är också en fördel eftersom reglerfiltret då inte behöver vara så brant. Förutsättningen är naturligtvis att resonansfrekvensen ligger vid en frekvens där man vill ha dampning.

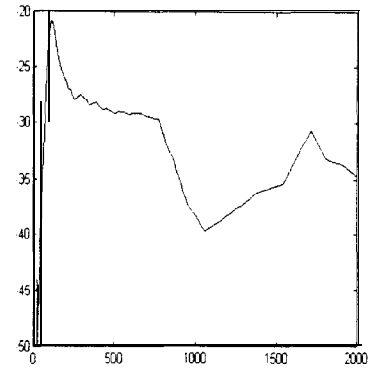
Tre hörlurar hnr testats. Dessa är Ross RDH-CD, Technics RP-HT-77 och Sony D-77. Sonyluren är lite dyrare än de andra. Den har i motsats till de andra ordentliga kåpor som sluter tätare runt örat. Deras överföringsfunktioner mätta på samma försöksperson visas nedan. Man kan se i figur 13- 18 att skillnaderna i amplitud och fas är stora. Hörluren från Ross fasvrider så mycket att den inte går att anvanda medan de andra två är acceptabla så länge reglerfiltret har liten fasvridning. Hörlurarna från Sony och Technics ger en fasvridning runt 180° i större delen av det intressanta frekvensomradet. Detta är egentligen för mycket eftersom det anvanda reglerfiltret ger en fasvridning pa 100-120" i passbandet. Om man använder ett reglerfilter med mindre påverkan på fasen är nackdelen att filtret inte dämpar så mycket i spärrbandet och dess amplitudfunktion faller inte heller lika brant i övergångszonen.



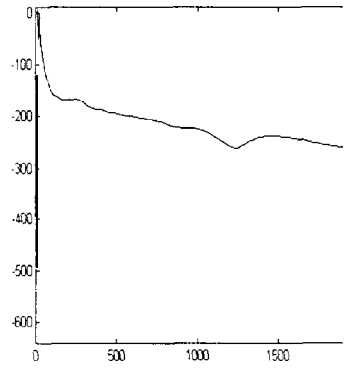
Figur 13.
Amplitudfunktion för hörluren Sony-D77.



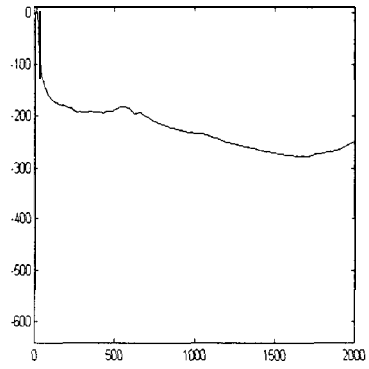
Figur 14.
Amplitudfunktion för hijrluren Technics RP-HT-77.



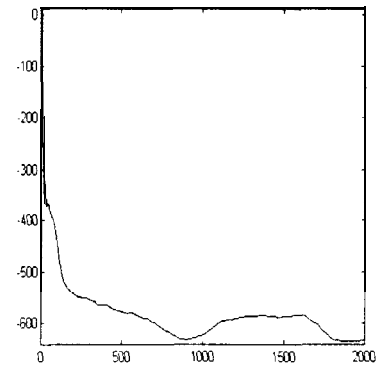
Figur 15.
Amplitudfunktion för hijrluren Ross RDH-200-CD.



Figur 16.
Fasfunktion för hijrluren Sony-D77.



Figur 17.
Fasfunktion för hijrluren Technics RP-HT-77.



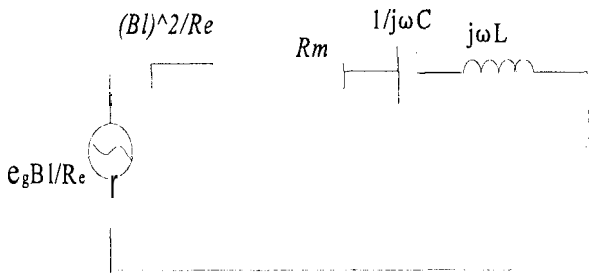
Figur 18.
Fasfunktion för hijrluren Ross RDH-200-CD.

Hur skall då en hörlur konstrueras för att få de egenskaper vi vill ha? Vilka parametrar finns och hur skall dessa optimeras? Om en impedansanalogi för en högtalare (se figur 19) studeras ser man att de parametrar som främst påverkar en högtalares fas är högtalarkonens och spolens massa, styvheten i konens upphängning och de förluster som finns i upphangningen. Fasvridningen fås som

$$\varphi = \arctan \frac{\omega M - 1/(\omega C)}{(Bl)^2/R_e + R_m}$$

där Mar konens och spolens massa, *C* kompliansen, *Re* är spolens resistans och *Rm* de mekaniska forlusterna i upphängningen. *B* är spolens flödestäthet och *l* är spolens lindningslangd.

Enligt ovanstaende formel skulle den viktigaste parametern vara membranets och spolens massa. Ett lätt membran ger liten fasvridning. En stor komplians dvs en mjuk upphängning ger också en liten fas. Men tern-ten med kompliansen minskar snabbt i betydelse då frekvensen Bkar. Stor fiirlustresistans ger också en påverkan så att fasen minskar. Men stora förluster ger en överdämpad frekvensgång utan någon topp vid resonansfrekvensen. Om vi vill kunna dämpa buller för frekvenser runt resonansfrekvensen är det en fördel med en topp i högtalarens respons vid resonansfrekvensen.



Figur 19.
Enkel impedansanalogi för högtalare.
Re är förstärkarens utgångsresistans + spolens resistans.
Rm är förluster i upphängningen.
B är spolens flödestäthet och I är spolens lindningslängd.
C är kompliansen och M är konens och spolens massa.

4. Simulering och implementering

4.1. Simulering i Matlab

Olika filter $G(\omega)$ av den i kapitel 2.3 beskrivna typen testades för att hitta en optimal avvagning mellan fasvridning och dampning i sparrbandet. Dämpningen i det aterkopplade systemet beräknades enligt

$$20\log|1 - G(\omega)H(\omega)|$$

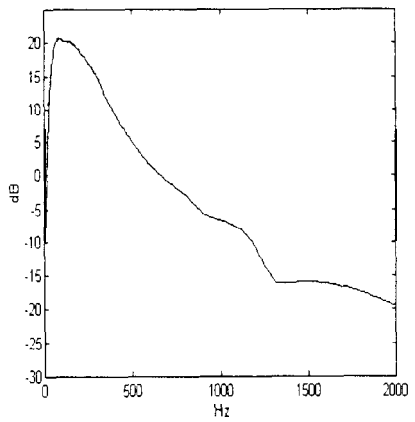
och plottades. Stabilitetskriterierna kontrollerades genom plottning av Bode- och Nyqvistdiagram. Så länge Nyqvistkurvan inte omsluter punkten 1+j0 är systemet stabilt. För Bodediagrammet gäller alltså att amplituden skall vara mindre än 1 då fasen når -360" för att systemet skall vara stabilt. Detta därför att aterkopplingen enligt kapitel 2.2 definierats som positiv.

I diagrammet över dampningen kan observeras att en viss förstärkning förekommer för vissa frekvenser over 600 Hz. Denna förstärkning uppkommer vid de frekvenser där kretsöverföringen $G(\omega)H(\omega)$ har ett värde nära 1. For att inte få en förstärkning for ett större frekvensomrade an nödvändigt bör filtret falla så brant som möjligt där kretsöverföringen ligger nära 1. För att systemet skall få hög dampning för låga frekvenser bör reglerfiltret ha hög dampning i spärrbandet. Ett filter med dessa egenskaper ger dock en stor fasvridning vilket kan leda till instabilitet eftersom vi helst också vill ha en stor kretsförstärkning. En avvagning mellan filtrets dampning, filtrets branthet, kretsförstärkningen och filtrets fasgång måste göras.

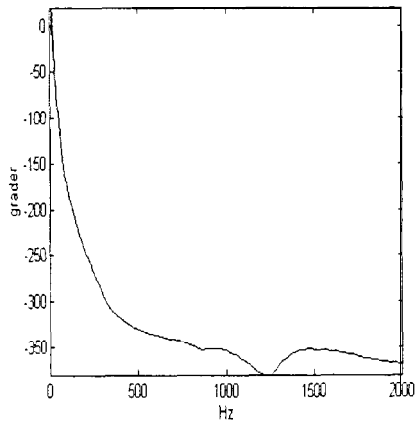
Vill man ha dampning av bullret över ett bredare frekvensomrade måste man använda ett filter som inte faller så brant. Detta innebär att antingen måste kretsförstärkningen minskas vilket resulterar i lägre dampning av bullret eller så far man acceptera en större förstärkning för medelhöga frekvenser.

I figur 20-23 visas dämpningskurva och motsvarande Nyqvist- och Bodediagram. Filtret är optimerat så att dampning ska ske i frekvensomradet 50-500 Hz. Den genomsnittliga dampningen i detta området blir 17 dB. Maximala dampningen är 22 dB för frekvenser runt 120 Hz. Dessa värden skall ses som

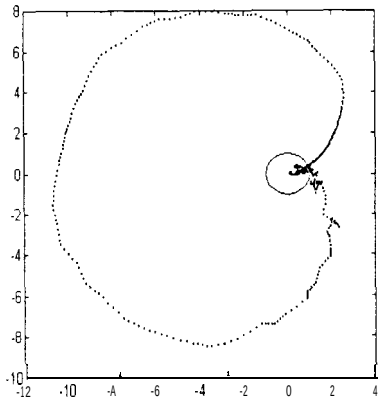
exempel på vilken dämpning man kan uppnå teoretiskt med ett reglerfilter av den använda typen. Dämpningen varierar beroende på använd hörlur och vilken individ överföringsfunktionen $H(\omega)$ är uppmätt på. Om hörlurar med bättre fasegenskaper använts skulle dämpningen blivit större. Hänsyn har inte tagits till högtalar- och mikrofonförstärkare som tillkommer i ett verkligt system.



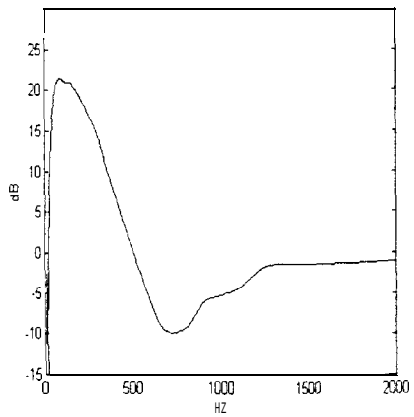
Figur 20.
Amplitudfunktionen för kretsbverfdringen $G(\omega)H(\omega)$.



Figur 21.
Fasfunktion för kretsöverföringen $G(\omega)H(\omega)$.



Figur 22.
Nyqvistdiagram



Figur 23.
Dämpningskurva för systemet. Maximal dämpning fås för frekvenser runt 120 Hz. Förstärkning fås mellan 600 och 1500 Hz.

4.2. **Implementering pi digital signalprocessor**

Om man utgår från det tidigare diskuterade analoga filtret av typ

$$G(s)=\frac{(s-n_1)(s-n_2)}{(s-p_1)(s-p_2)}$$

kan det räknas om till ett digitalt filter. Eftersom hög samplingsfrekvens krävs vid realiseringen kan vi använda metoden matchad-z transformation [ref 10]. Då fås

$$G(z)=\frac{(1-e^{n_1T}z^{-1})(1-e^{n_2T}z^{-1})}{(1-e^{p_1T}z^{-1})(1-e^{p_2T}z^{-1})}$$

där T är tiden mellan två sampel och n1 och n2 är nollställena och pl och p2 är polerna. En sampelfrekvens på 80 kHz har använts i det implementerade systemet vilket ger T=12.5 us.

Den empiriskt framtagna filterfunktionen när hörluren Sony D-77 används är

$$G(z)=\frac{(0.010-0.01772^{-1}+0.0078z^{-2})}{(1+1.9872^{-1}-0.98752^{-2})}$$

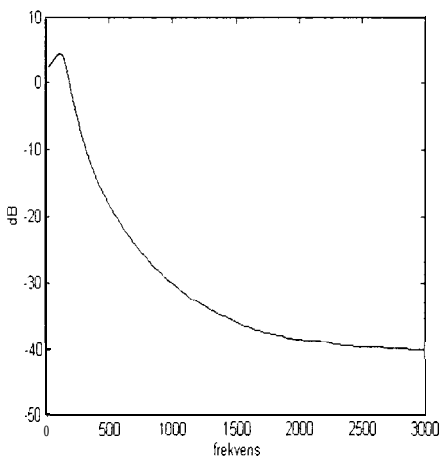
Ett IIR-filter på ovan nämnda form implementerades i ett DSP-system. Systemet bestod av en PC (486:a) med DSP-kort installerat. Signalprocessorn på kortet är TMS 320C-31. Som antiviknings- och rekonstruktionsfilter har filterlådor med variabla filter från Kemo använts.

Dessa ger inte så stor påverkan på fasgången eftersom sampelfrekvensen kan vara hög och därmed kan filternas brytfrekvens sättas hög. Därmed blir faspå-

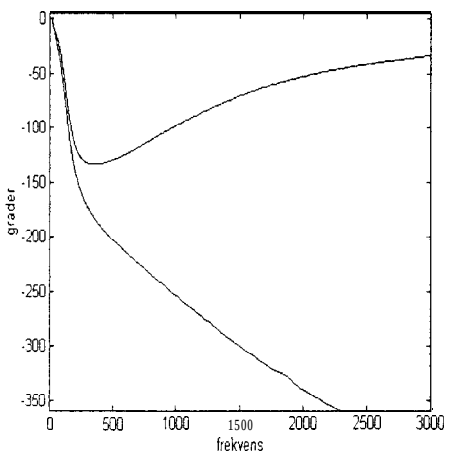
verkan vid låga frekvenser liten. Samplingsfrekvensen sattes till 80 kHz och brytfrekvenser för antiviknings- och rekonstruktionstilter var 40 kHz.

För att utnyttja alla bitarna i signalprocessorn måste en mikrofonförstärkare användas. Även signalen till hörluren måste förstärkas. Förstärkarna ger en del fasvridning. Med bättre förstärkare bör dämpningen kunna öka några decibel. Det visade sig att fasgången påverkades kraftigt vid implementering på DSP. En extra fördröjning motsvarande ett sampel måste rent teoretiskt accepteras. Dock visade det sig att fördröjningen i det digitala filtret snarare motsvarade 3 sampel. Detta beror sannolikt på att det finns ett filter i signalvägen på DSP-kortet.

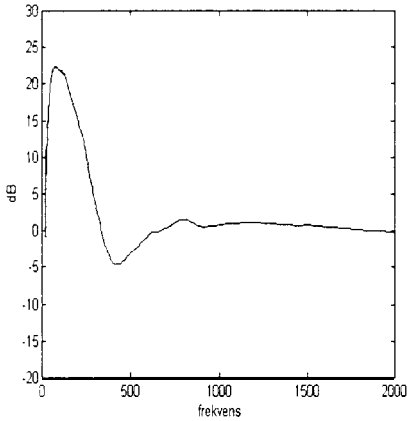
Det i Matlab beräknade filtret har en faskurva som går mot noll då frekvensen går mot oändlighet. Fördröjningen på DSP-kortet gör att det implementerade digitala filtrets faskurva inte går mot noll i stopbandet utan fortsätter att öka för höga frekvenser. I figur 24 och 25 visas det digitala filtrets amplitudfunktion och fasfunktion med och utan hänsyn tagen till den fördröjning som signalprocessorn ger.



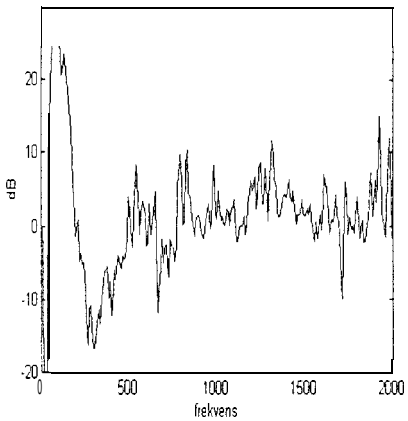
Figur 24.
Amplitudfunktion för filtret implementerat på DSP.



Figur 2.5.
Fasfunktion för det verkliga filtret implementerat på DSP jämfört med fasfunktionen för det i Matlab framräknade filtret.



Figur 26.
Den i Matlab beräknade dämpningen.



Figur 27.
Den uppmätta dämpningen **vid test av DSP-implementeringen.**

$H(j\omega)$ och $G(j\omega)$ mattes med frekvensanalysator och dampningen beräknades i Matlab. Då fås den kurva pa dampningen som visas i figur 26. Den verkliga dampningen mattes också genom att spektrum för mikrofonsignalen mattes med och utan den aktiva bullerregleringen påslagen. Resultatet sparades på diskett, konverterades till matlabformat och jämfördes i Matlab så att en kurva över dampningen erhölls. Det visar sig som synes vid jämförelse mellan figur 26 och 27 att de bägge kurvorna överensstämmer rätt väl. Vid mätning av den verkliga dampningen har kretsförstärkningen skruvats upp så att systemet ligger nära gränsen för instabilitet. Vid beräkning av dampningen i Matlab har kretsförstärkningen varit något lägre. Därmed fås en mindre dämpning men också mindre förstärkning. Frekvensomradet för dämpning i det reella systemet är dessutom alltför smalt för att man skall uppleva att det blir tystare. Frekvensområdet borde gjorts bredare och kretsförstärkningen borde varit mindre. Detta skulle dock ha givit betydligt lägre dämpning för de riktigt låga frekvenserna. För att få ett tydligt utslag i matningarna har jag valt att ha hög kretsförstärkning.

5. Sammanfattning

5.1. Resultat

Hur stor dampning som kan åstadkommas i aktiva headset när tekniken med aterkoppling via ett reglerfilter används har visat sig bero pa hur stort frekvensområde man vill ha dampning inom och om man kan acceptera någon förstärkning vid medelhiiga frekvenser. Högtalarelementen i hörlurarna har visat sig ha stor betydelse. De får inte ge för stor fasvridning. Med hiirlurarna Sony D-77 som anvants i detta arbete har en genomsnittlig dampning på 17 dB i frekvensområdet 50-500 Hz beräknats i Matlab. Då fås dock en viss förstärkning for frekvenser mellan 600 och 1500 Hz.

När det gäller individanpassning visar mätningarna att det finns skillnader mellan överföringsfunktioner från högtalare till mikrofon då hörlurarna sitter på olika individer. Dessa skillnader har i Matlabberäkningar visat sig kunna påverka dämpningen som mest 5 dB för någon frekvens. Men det finns också skillnader mellan olika mätningar på samma individ vilket innebär att matningarna blir något osäkra.

5.2 Framtida utvecklingsmöjligheter

I det fortsatta arbetet med att ta fram ett fungerande system bör mikrofon- och högtalarförstärkare som ger liten fasvridning tas fram. fven högtalarna i hörlurarna bör kunna utvecklas så att de ger en mindre påverkan pa fasen an de hörlurar som anvants i detta arbete.

Om en algoritm för att designa det digitala reglerfiltret kunde utvecklas skulle överföringsfunktionen kunna mätas då någon tar pa sig hiirlurarna och därefter skulle de optimala filterkoefficienterna för just den personen kunna ställas in. Då skulle största möjliga dampning alltid uppnås för varje individ. Kanske kan någon typ av steepest descent algoritm med speciella randvillkor användas. Hänsyn måste ju tas till att systemet inte far bli instabilt samt att inte alltför stor förstärkning fås för medelhiiga frekvenser.

6 Referenser

1. Carme, "A new filtering method by feedback for A.N.C at the ear",Internoise 88.

2. John G. Casali och Gary S. Robinson, "Narrow-Band Digital Active Noise Reduction in a Siren-Cancelling Headset: Real-Ear and Acoustical Manikin Insertion Loss", Noise Control Engineering. Journal 42 (3), 1994 May-Jun.

3. Volker Bartels, "Headset with Active Noise-Reduction System for Mobile Applications",
J.Audio Eng. Soc. Vol.40,No 4,1992 April.

4. Jean-Christophe Be'ra och Michel Sunyach, "Application of Piezoelectric Actuator to Feedback Acoustic Control", First joint CEAS/AIAA, Aeroacoustics Conference.

5. Daniel W. Gower, JR. and John G.Casali, "Speech Intelligibility and Protective Effectiveness of Selected Active Noise Reduction and conventional Communications Headsets", Human factors 1994 36(2), 350-367.

6. G.J. Pan, A.J.Brammer, R.A. Goubran, J.G. Ryan och J. Zera,"Broad-Band Active Noise Reduction in Communication headsets by Digital Feedforward Control", Canadian Acoustics vol. 22, no 3, p. 113-l 14.

7. John G. Casali och Daniel W. Gower, "Communications Headset Augmentation via Active Noise Cancellation: Attentuation and speech Intelligibility performance", Proceedings of the Human Factors and Ergonomics society 37th Annual meeting 1993.

8. Per Sjösten, "Adaptive noise control using the LMS algorithm", Chalmers tekniska högskola, inst.för Teknisk Akustik, Teknisk rapport f-87-03 1987.

9. P.A Nelson och S.J Elliot, Active Control of Sound, Academic Press 1992, ISBN-O- 12-5 15425-9.

10. John G. Proakis och Dimitris G. Manolakis, Digital Signal Processing, Principles and Applications, Second Edition, sid.632.
ISDN o-02-3968 15-X.