

LAPPEENRANNAN TEKNILLINEN YLIOPISTO
SÄHKÖTEKNIIKAN OSASTO

Audiosignaalin digitaalinen käsittely aktiivisessa meluntorjunnassa

Työn tarkastajina ja ohjaajina toimivat professori Pertti Silventoinen ja TkT Mikko Kuisma.

Lappeenrannassa 11.5.2007

Jan Palviainen
Punkkerikatu 5 D 58
53850 Lappeenranta

TIIVISTELMÄ

Tekijä: Palviainen, Jan
Nimi: **Audiosignaalin digitaalinen käsittely aktiivisessa meluntorjunnassa**
Osasto: Sähkötekniikan osasto
Vuosi: 2007
Paikka: Lappeenranta

Diplomityö. Lappeenrannan teknillinen korkeakoulu. 70 sivua, 43 kuvaa, 3 taulukkoa ja 1 liite.

Tarkastajat: Prof. Pertti Silventoinen
TkT Mikko Kuisma

Hakusanat: ANC, aktiivinen meluntorjunta, adaptoituva suodatus

Meluntorjuntaan on perinteisesti käytetty passiivisia menetelmiä. Monissa sovelluksissa melua voidaan vaimentaa myös aktiivisella meluntorjunnalla. Tässä työssä tutkitaan aktiivisen meluntorjunnan signaalinkäsittelyä sekä signaalinkäsittelyyn soveltuvia laitteistoja. Lisäksi selvitetään ANC-järjestelmien (Active Noise Control) toimintaan ja signaalinkäsittelyyn vaikuttavia tekijöitä.

Tutkinnassa rajoitutaan yksikanavaisiin järjestelmiin. Esimerkkisovelluksena käytetään ulkotilan melunvaimennukseen soveltuvaa järjestelmää. Esimerkkijärjestelmään suunniteltiin signaalinkäsittelylaitteisto, jonka soveltuvuutta järjestelmän signaalinkäsittelyyn selvitettiin suorituskykymittauksin ja kokeellisin mittauksin. Lisäksi pohditaan signaalinkäsittelyn toteuttamista tutkittavassa järjestelmässä ja sovelluskohteessa.

ABSTRACT

Author: Palviainen, Jan

Subject: **Digital audio signal processing in active noise control**

Department: Electrical Engineering

Year: 2007

Place: Lappeenranta

Master's Thesis. Lappeenranta University of Technology 70 pages, 43 figures, 3 tables, and 1 appendix.

Supervisor: Professor Pertti Silventoinen

D.Sc. (Tech) Mikko Kuisma

Keywords: ANC, active noise control, adaptive filtering

Noise cancellation has traditionally been implemented by passive means. However, in many applications noise can also be cancelled with active noise control (ANC). In this Master's Thesis, the signal processing methods of single-channel ANC systems are studied. In addition, suitable hardware configurations for ANC systems are investigated. The work also discusses some factors that are to be considered when implementing an ANC system.

In the work signal-processing hardware for an ANC application is developed. The hardware is a part of an ANC system suitable for outdoor noise cancellation. The suitability of the hardware is studied both by practical and performance measurements. Also signal-processing methods for the system and application are considered.

SISÄLLYSLUETTELO

1	JOHDANTO	6
2	SULAUTETTU AUDIOJÄRJESTELMÄ	9
2.1	Signaaliprosessoreista.....	9
2.1.1	DSP	10
2.1.2	Ohjelmoitavat logiikkapiirit	11
2.2	Sulautetun järjestelmän analoginen rajapinta	14
2.2.1	AD-muunnos	14
2.2.2	DA-muunnos	16
3	ANC-JÄRJESTELMIEN SIGNAALINKÄSITTELY	17
3.1	Adaptoituvien ANC-järjestelmien perusrakenteet	17
3.1.1	Feedforward-järjestelmä	18
3.1.2	Feedback-järjestelmä	20
3.2	Signaalinkäsittelyn menetelmät	21
3.2.1	Adaptoituva digitaalinen suodatus.....	22
3.2.2	Adaptoituva suodatus ANC-järjestelmässä.....	24
3.2.3	Suodintyytit	26
3.2.4	Adaptoituvat algoritmit	29
3.2.5	Toisiosiirtotien mallintaminen feedforward-järjestelmissä.....	33
3.2.6	Referenssisignaalin estimointi feedback-järjestelmässä	35
3.3	ANC-järjestelmien toimintaan vaikuttavia tekijöitä.....	36
3.3.1	Viiveiden vaikutus	36
3.3.2	Näytetaajuuden vaikutus	38
3.3.3	Vaimentavan signaalin laatu	39
3.4	Signaaliprosessorit ANC-sovelluksissa	40
3.4.1	DSP ANC-järjestelmän prosessorina	40
3.4.2	FPGA:n soveltaminen ANC-signaalinkäsittelyssä.....	41
4	KEHITETTY ANC-JÄRJESTELMÄ.....	42
4.1	Signaalinkäsittelyssä käytetyt komponentit	43

4.1.1	FPGA-kehityskortti.....	43
4.1.2	Virtex-II FPGA.....	45
4.2	Analoginen laajennuskortti	47
4.2.1	Tuloliitännät	48
4.2.2	Lähtöliitännät.....	49
4.2.3	Signalointi	50
4.3	Signaalinkäsittelyn toteutus esimerkkijärjestelmässä.....	55
4.3.1	Feedforward-järjestelmä ulkoisella herätteellä	55
5	MITTAUKSET	58
5.1	Sähköiset suoritusarvot.....	58
5.1.1	Taajuus- ja vaihevaste.....	58
5.1.2	Ryhmäkulkuaikaviive	60
5.1.3	Signaalikohinasuhde	62
5.1.4	Harmoninen kokonaissärö.....	63
5.1.5	Keskeismodulaatiosärö	63
5.2	Kokeelliset mittaukset	64
6	YHTEENVETO JA JOHTOPÄÄTÖKSET	66
	LÄHDELUETTELO.....	68
	LIITTEET	

MERKINNÄT

a, b	painokerroin
d	referenssisignaali, vastesignaali, meluääni
e	erosignaali
f	taajuus
f_x	suodatettu tulosignaali
f_y	suodatettu vastesignaali
J	eropinta
L, M, N	painokerrointen lukumäärä
n	aika (diskreetti)
p	meluääni
P	primäärisiirtotie
s	vastaääni
S	toisiosiirtotie
t	aika
T	näytejakso, transponointi
v	herätesignaali
w, w	painokerroin
W	primäärisiirtotie
x	tulosignaali, referenssisignaali
y	vastesignaali
$'$	estimaatti, osuus
∇	gradientti
Δ	muutos
θ	vaihesiirto
μ	konvergenssikerroin
Σ	summa
τ	kulkuaikaviive
ω	kulmataajuus

LYHENTEET

AD, A/D	Analog to Digital
ALU	Arithmetic Logic Unit
ANC	Active Noise Control
BRAM	Block Random Access Memory
CLB	Configurable Logic Block
CLK	Clock
CPLD	Complex Programmable Logic Device
CS	Chip Select
DA, D/A	Digital to Analog
DCM	Digital Clock Manager
DDR	Double Data Rate
DIP	Dual Inline Package
DSP	Digital Signal Processor
EEPROM	Electrically Erasable Programmable Read Only Memory
FIR	Finite Impulse Response
FPGA	Field Programmable Gate Array
FXLMS	Filtered-X Least Mean Square
IIR	Infinite Impulse Response
IMD	Intermodulation Distortion
IO, I/O	Input Output
IP	Intellectual Property
LMS	Least Mean Square
LSB	Least Significant Bit
LUT	Look Up Table
LVDS	Low Voltage Differential Signaling
MISO	Master In Slave Out
MOSI	Master Out Slave In
MSB	Most Significant Bit
OTP	One Time Programmable
PAL	Programmable Array Logic
PLD	Programmable Logic Device

RLMS	Recursive Least Mean Square
RMS	Root Mean Square
SCLK	Serial Clock
SDI	Serial Data In
SDO	Serial Data Out
SPI	Serial Peripheral Interface
SRAM	Static Random Access Memory
SM	Switch Matrix
THD	Total Harmonic Distortion

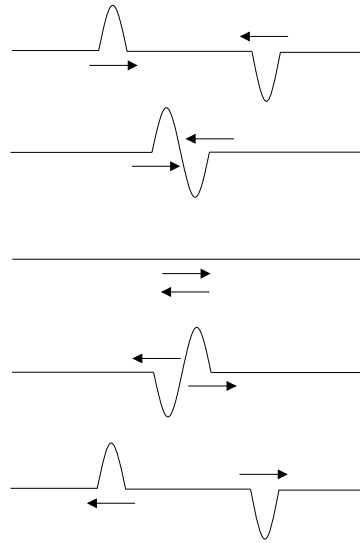
1 JOHDANTO

Meluntorjuntaan ja äänenvaimennukseen on perinteisesti käytetty passiivisia menetelmiä. Passiivisessa meluntorjunnassa ääntä vaimennetaan koteloinnin, äänenvaimentimien, vaimennusmateriaalien ja melusteiden avulla. Meluntorjunnassa on kuitenkin useita passiivisille menetelmille hankalia sovelluskohteita. Esimerkiksi ulkotiloissa meluäänen leviäminen laajalle alueelle vaatii suurikokoisten ja korkeiden melusteiden rakentamista. Lisäksi passiiviset vaimennusmateriaalit ovat tehottomia pienitaajuisella melulla, jolloin meluäänen aallonpituus on suuri. Kuvassa 1.1 on esimerkki ulkotilan meluntorjunnassa käytetystä meluvallista.



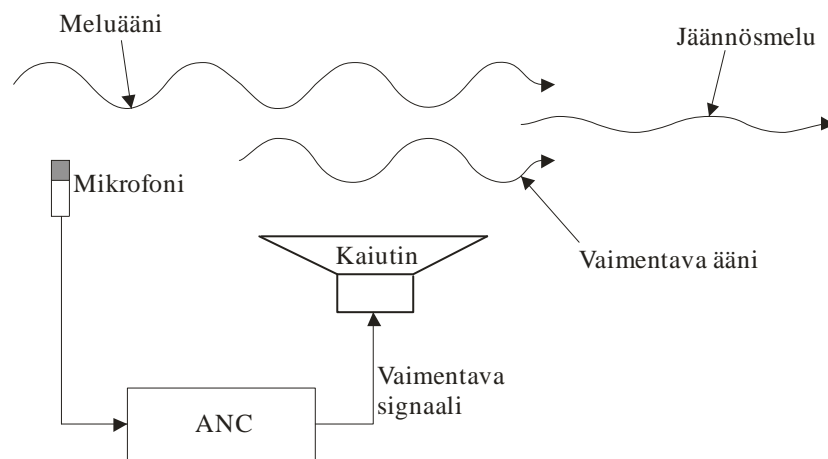
Kuva 1.1. Esimerkki ulkotilan meluntorjunnasta. Tienvarteen rakennettu meluvalli estää liikennemelun etenemistä tien ympäristöön. (kuva: Mikko Kuisma)

Passiivisten menetelmien lisäksi, melua voidaan vaimentaa myös aktiivisesti. Aktiivisessa meluntorjunnassa (ANC, Active Noise Control) häiritsevää meluääntä vaimennetaan meluäänelle vastakkaisella ääniaallolla. Tämä perustuu aaltojen superpositioperiaatteeseen, jossa samanlaiset, mutta vastakkaisvaiheiset aallot summautuessaan kumoavat toisensa. Kuva 1.2 havainnollistaa aaltojen superpositioperiaatetta.



Kuva 1.2. Aaltojen superpositioperiaate. Erisuuntiin etenevät vastakkaiset aallot kumoavat toisensa aaltojen kohdatessa. (kuva: Rossing 1990)

ANC-järjestelmissä meluääntä vaimentava vastaääni muodostetaan yleensä sähköakustisella toimijalla, kuten kaiuttimella. Jotta vaimentava ääniaalto voidaan muodostaa, järjestelmä tarvitsee riittävästi informaatiota meluäänestä. Tämä saadaan mittaamalla meluääntä esimerkiksi mikrofonilla. Kuva 1.3 havainnollistaa superpositioperiaatteen hyödyntämistä aktiivisessa meluntorjunnassa.



Kuva 1.3. Superpositioperiaatteen hyödyntäminen aktiivisessa meluntorjunnassa. Häiritsevää meluääntä mitataan mikrofonilla, mikä antaa ANC-laitteistolle informaatiota meluäänestä vaimentavan signaalin muodostusta varten. Kaiuttimella toistetun vaimentavan ääniaallon interferoidessa meluäänen kanssa, jäljelle jää vain osa alkuperäisestä meluäänestä.

LTY:ssä alkoi keväällä 2006 tutkimushanke, jossa tutkitaan ulkotilan aktiivista melunvaimennusta. Juho Pennasen diplomityö selvitti aktiivisen meluntorjunnan toteuttamista ampumaradalla, (Pennanen 2006). Työ toimi esiselvityksenä projektiin. Tässä työssä tutkitaan ANC-järjestelmien signaalinkäsittelyn menetelmiä ja toteutusta, sekä niiden soveltamista ANC-projektissa tutkittavaan esimerkkijärjestelmään ja -kohteeseen. Työn tavoitteena on selvittää voidaanko jo tunnettuja signaalinkäsittelyn menetelmiä soveltaa projektissa tutkittavaan esimerkkijärjestelmään. Lisäksi työssä suunnitellaan signaalinkäsittelylaitteisto, jonka soveltuvuutta esimerkkijärjestelmään tutkitaan suorituskykymittauksilla ja kokeellisilla mittauksilla.

Luvussa 2 käsitellään audiosignaalin käsittelyyn soveltuvia sulautettuja järjestelmiä. Luku 3 keskittyy aktiivisen meluntorjunnan signaalinkäsittelyyn. Signaalinkäsittelystä esitetään yksikanavaisen järjestelmän implementoinnille välttämättömät menetelmät. Luvussa 4 esitetään tutkittava esimerkkijärjestelmä ja siihen suunniteltu signaalinkäsittelylaitteisto. Lisäksi pohditaan signaalinkäsittelyn toteutusta esimerkkijärjestelmässä. Luvussa 5 esitetään signaalinkäsittelyjärjestelmän suorituskykymittausten ja kokeellisten mittausten tulokset.

2 SULAUTETTU AUDIOJÄRJESTELMÄ

Sulautettujen järjestelmien analogiset tulo- ja lähtösignaalit vastaavat usein jotain järjestelmän fysikaalista suuretta. Audiojärjestelmissä prosessoitavat signaalit vastaavat usein äänenpainetta. Kuva 2.1 esittää tyypillistä reaaliaikaista sulautettua järjestelmää, jossa on yksi analoginen tulo ja lähtö. Järjestelmä koostuu signaaliprosessorin lisäksi AD- (Analog to Digital) ja DA-muuntimista (Digital to Analog) sekä analogisista laskostumisenesto- ja rekonstruointisuotimista.



Kuva 2.1. Sulautetun järjestelmän lohkokkaavio, jossa on yksi analoginen tulo ja lähtö. Muunnos analogisen ja digitaalisen osan välillä tehdään AD- ja DA-muuntimilla.

Audiosignaaleista puhuttaessa rajoitetaan yleensä ihmiskuulon taajuusalueelle, joka on noin 20...20000 Hz. Kuvan 2.1 kaltaisessa reaaliaikajärjestelmässä vaste tuotetaan aina herätteen perusteella. Tulosignaalin ominaisuudet, kuten kaistan leveys, asettaa vaatimuksia laitteistolle ja signaalinkäsittelylle. Audiolaitteistoissa signaalin vääristyminen on mitattavuuden lisäksi yleensä myös kuultavissa.

Reaaliaikaisen signaalinkäsittelyn kannalta oleellista on signaaliprosessorin suorittamien käskyjen määrä näytteenottotaajuuden jaksoa kohden. Lisäksi signaalinkäsittelyyn vaikuttaa ennen kaikkea muunnos analogisen ja digitaalisen järjestelmäosan välillä. Digitaalinen signaalinkäsittely mahdollistaa monimutkaisten algoritmien käytön, jotka ovat myös päivitettävissä. Lisäksi digitaalisen signaalinkäsittelyn etuna voidaan pitää ennustettavuutta, tarkkuutta ja toistettavuutta.

2.1 Signaaliprosessoreista

Sulautettujen järjestelmien signaalinkäsittely on perinteisesti toteutettu digitaalisella signaaliprosessorilla eli DSP:llä. DSP (Digital Signal Processor) on mikroprosessori, joka on erityisesti suunniteltu nopeaan reaaliaikaiseen signaalinkäsittelyyn. Kuten kaikki mikroprosessorit, DSP:t kykenevät ajamaan ohjelmakoodia, mutta niiden piiritoteutus on muuttumaton.

Monissa sovelluksissa signaalinkäsittely voidaan toteuttaa myös ohjelmoitavilla logiikkapiireillä. Ohjelmoitavien logiikkapiirien koko ja nopeus riittävät nykyisin vaativaankin signaalinkäsittelyyn. Ohjelmoitavat logiikkapiirit ovat yleiskäyttöisiä piirejä, joiden toiminnallisuus on toteutettavissa piiritasolla käyttökohteen mukaan.

2.1.1 DSP

Mikroprosessorit voidaan jakaa lukujen esitystavan mukaan liukuvan ja kiinteän pilkun prosessoreihin. Audiolaitteissa käytetään tyypillisesti joko 24-bittisiä kiinteänpilkun tai 32-bittisiä liukuvan pilkun signaaliprosessoreja. Molemmat tarjoavat 24-bittisen laskentatarkkuuden, sillä liukuvan pilkun prosessori käyttää lukujen eksponenttiin kahdeksan bittiä. Liukuvan pilkun prosessorin etu on eksponenttiesityksen antama suuri dynaaminen alue, jolla voidaan välttyä lukualan ylivuodolta. Kahdeksan bitin eksponentilla dynaamiseksi alueeksi saadaan yli 1500 desibeliä. (Duckett 2002)

Kiinteän pilkun prosessorit ovat liukuvan pilkun prosessoreja alttiimpia ylivuodolle. Ylivuodon käsittely vaatii ohjelmoijalta tarkkuutta, mikäli käsittelyä ei ole toteutettu prosessorissa itsessään. Esimerkiksi lukujen kahdenkomplementtiesityksessä ylivoito merkitsee luvun etumerkin vaihtumista, jolloin signaali vääristyy pahimmalla mahdollisella tavalla. Monet kiinteän pilkun prosessorit mahdollistavat lukujen esityksen kaksinkertaisella tarkkuudella, mikä 24-bittisellä prosessorilla tarkoittaa 48 bitin tarkkuutta, (Duckett 2002). Samalla laskentatarkkuuden lisäksi myös dynaaminen alue kasvaa.

Audiokäytössä liukuvan pilkun prosessorin ongelmana on prosessorin tekemä automaattinen lukujen skaalaus optimaaliselle alueelle. Jatkuva automaattinen skaalaus voi aiheuttaa korvinkuultavaa ja ärsyttävää kohinatason vaihtelua. Tätä ei esiinny kiinteän pilkun prosessorilla. Lukujen 48-bittinen esitys antaa dynaamiseksi alueeksi 288 desibeliä, mikä on riittävästi audiosovelluksiin. Taitavasti tehdyllä skaalauksella 24-bittisellä kiinteän pilkun prosessorilla saavutetaan audiokäyttöön riittävä dynaaminen alue ja laskentatarkkuus sekä välttyään kohinataso-ongelmilta. (Duckett 2002)

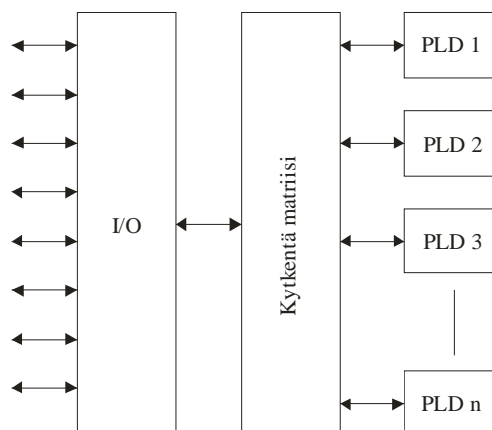
Kuvan 2.1 kaltaisessa järjestelmässä AD-muunnin (Analog to Digital) rajoittaa prosessoitavan signaalin resoluutiota. Audiokäytössä muuntimet ovat yleensä 24-bittisiä. AD-muuntimen resoluutiosta huolimatta kaksinkertaisen laskentatarkkuuden käyttäminen signaaliprosessorissa on perusteltua. Kaksinkertaisella laskentatarkkuudella vältytään esimerkiksi lukujen pyöristyksessä tapahtuvilta virheiltiltä. (Duckett 2002)

2.1.2 Ohjelmoitavat logiikkapiirit

Ohjelmoitavien logiikkapiirien markkinoita hallitsevat FPGA- (Field Programmable Gate Array) sekä CPLD-piirit (Complex Programmable Logic Device). Näistä varsinkin FPGA soveltuu monimutkaisen sekventiaalisen logiikan muodostukseen sen sisältämien lukuisten pitopiirien vuoksi. Ohjelmoitavilla logiikkapiireillä voidaan toteuttaa täysin sovelluskohtainen prosessoriarkkitehtuuri, joka on myös päivitettävissä jälkikäteen.

CPLD-piiri

CPLD-piirit muistuttavat rakenteeltaan FPGA- ja PAL-piirejä (Programmable Array Logic). Kuva 2.2 esittää CPLD-piirin perusarkkitehtuuria. CPLD-piiri koostuu useista PLD-piireistä (Programmable Logic Device), joiden välisestä signaloinnista huolehtii kytkentämatriisi. Piirin I/O-lohko toimii CPLD-piirin sisäisen logiikan sekä ulkoisten kotelointinastojen rajapintana.

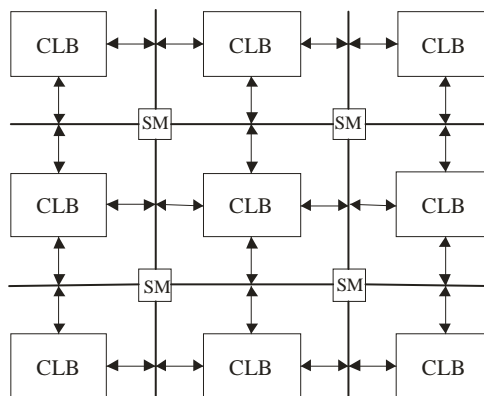


Kuva 2.2. CPLD perusarkkitehtuuri. Piiri koostuu useista PLD-piireistä, jotka ovat yhteydessä toisiinsa kytkentä matriisin avulla. PLD:t muodostavat pääosin piirin logiikan. I/O-lohko toimii piirin sisäisen logiikan ja ulkoisen signaloinnin rajapintana. (kuva: Pedroni 2004)

CPLD-piirit ovat haihtumattomia (non-volatile), mikä tarkoittaa piirille implementoidun kytkennän säilyvän piirin käyttösähköjen katkettua. Lisäksi CPLD-piirit voivat olla joko yhden kerran ohjelmitavia (OTP, One Time Programmable) tai uudelleen ohjelmitavia. Uudelleen ohjelmitavat piirit perustuvat johonkin muistitekniikkaan, kuten FLASH tai EEPROM. (Pedroni 2004)

FPGA-piiri

FPGA-piirit poikkeavat rakenteeltaan CPLD-piireistä. Pääsääntöisesti FPGA:t ovat haihtuvia, minkä vuoksi piiri on ohjelmitava uudestaan jokaisen käynnistyksen yhteydessä. Tätä varten FPGA:t tarvitsevat ohjelmointimuistin, joka tallettaa piirille implementoitavan kytkennän. Haihtuvat FPGA-piirit perustuvat SRAM-tekniikkaan. Lisäksi on olemassa haihtumattomia FPGA-piirejä, joiden logiikka muodostetaan antifuse-tekniikalla. (Pedroni 2004)



Kuva 2.3. FPGA:n perusarkkitehtuuri koostuu matriisiin sijoitetuista CLB-lohkoista (Configurable Logic Block), joita yhdistää kytkentämatriisit (SM, Switch Matrix). Piirin logiikka muodostetaan pääosin CLB-lohkojen avulla, joiden välisestä signaloinnista huolehtii kytkentämatriisit ja piirin sisäinen johdotus. (kuva: Pedroni 2004)

FPGA-piirien pääelementtejä ovat matriisiin sijoitetut CLB-lohkot (Configurable Logic Blocks). Piirin logiikka muodostetaan pääosin CLB-lohkojen avulla, joita yhdistää kytkentämatriisit ja sisäinen johdotus. Lisäksi FPGA-piirit sisältävät usein erikoislohkoja, kuten kertolaskuyksiköitä ja muistilohkoja.

Haihtuvat FPGA-piirit ovat samalla myös uudelleen ohjelmoitavia. Niiden toiminta perustuu SRAM-tekniikkaan, joka on tunnetusti haihtuva muistityyppi. Uudelleen ohjelmoitavan FPGA:n logiikkalohkon rakenne on kuvassa 2.4 oikealla. Kertaalleen ohjelmoitavat, eli OTP (One Time Programmable), FPGA:t ovat haihtumattomia. Niiden toiminta perustuu antifuse-tekniikkaan. OTP FPGA:n logiikkalohkon rakenne on kuvassa 2.4 vasemmalla.



Kuva 2.4. FPGA:n logiikkalohkojen rakenne. Vasemmalla on OTP-lohko (One Time Programmable), jonka lähtö määräytyy konventionaalisten logiikkaporttien välille muodostetuista kytkennöistä. Oikealla on SRAM-pohjainen lohko, jonka lähtö määräytyy uudelleenohjelmoitavan hakutaulun (LUT, Look Up Table) mukaan. Logiikkalohkojen lähdössä on pitopiiri sekventiaalisen logiikan muodostusta varten. (kuva: Parnell 2003)

Kuvassa 2.4 vasemmalla oleva OTP-logiikkalohko koostuu konventionaalisista logiikkaporteista. Lohkon lähtö muodostetaan logiikkaporttien välisellä johdotuksella. Kuvassa 2.4 oikealla olevan uudelleenohjelmoitavan logiikkalohkon lähtö määräytyy hakutaulun (LUT, Look Up Table) mukaan. Logiikkalohkojen lähdöissä on vielä pitopiirit sekventiaalisen logiikan muodostusta varten. (Parnell 2003)

IP-lohkot

IP-lohkot (Intellectual Property Core) ovat esitestattuja järjestelmätason funktioita, joita voidaan käyttää ohjelmoitavan logiikan rakenneosina. Suurien piirien suunnittelu tyhjästä on monimutkaista ja hidasta. Valmiiden toiminnallisten IP-lohkojen hyödyntäminen nopeuttaa ja yksinkertaistaa suunnitteluprosessia sekä vähentää suunnitteluvirheitä. Lisäksi esitestattujen lohkojen suorituskyky on hyvin tunnettu. (Parnell 2003)

Softcore-prosessorit

Ohjelmoitavalle logiikalle voidaan implementoida myös valmiita mikroprosessoriytimiä. Nämä ohjelmalliset, eli softcore-prosessorit, tuovat suunnitteluun joustavuutta, sillä niitä voidaan optimoida esimerkiksi suorituskyvyn tai piipinta-alan mukaan. Nykyiset FPGA-piirit tarjoavat ohjelmallisille prosessoriytimille jopa 150MHz:n kellotaajuuden. Kellotaajuuden lisäksi suorituskykyä voidaan lisätä rinnakkaisuudella. Algoritmien ongelmallisten kohtien käsittely voidaan hajauttaa erilliseen rinnakkaiseen yksikköön. Myös kokonaisten ytimien käyttäminen rinnakkain on mahdollista. Ytimien määrää piirillä rajoittaa ainoastaan käytettävissä olevan logiikan määrä. Nykyään on saatavilla ohjelmointityökaluja moniydinjärjestelmien kehitykseen. (ESE Mag 2005)

2.2 Sulautetun järjestelmän analoginen rajapinta

Analoginen signaali voidaan määritellä eri suureiden, kuten kaistanleveyden ja signaalikohinasuhteen, avulla. Mikäli digitaalisen järjestelmän ominaisuudet vastaavat analogista signaalia, ei digitaalinen järjestelmä lisää tai kadota informaatiota signaalista. Sen sijaan signaalin laatu riippuu järjestelmän analogisesta osasta sekä muunnosprosesseista analogisen ja digitaalisen osan välillä.

2.2.1 AD-muunnos

AD-muunnoksessa (Analog to Digital) jatkuva-aikainen ja -arvoinen signaali muunnetaan diskreettiaikaiseksi ja -arvoiseksi signaaliksi näytteenoton ja kvantisoinnin avulla. Näytteenottoteoreeman eli Nyquistin teoreeman mukaan näytteenottotaajuuden tulee olla vähintään kaksi kertaa näytteistettävän analogiasignaalin kaistanleveys, jotta signaali voidaan muuntaa digitaaliseksi menettämättä signaalin informaatiota. Tätä suuremmat taajuudet laskostuvat, jolloin syntyy alias-signaali. (Watkinson 1994)

Laskostumisenestosuotimella pyritään signaalista poistamaan hyötykaistan ulkopuoliset laskostuvat taajuudet. Audiosovelluksissa tämä tarkoittaa kuuloalueen ulkopuolisia taajuuksia. Suodatuksesta huolimatta, käytännön suotimien rajoitetun estokaistan

vaimennuksen vuoksi, signaaliin usein jää laskostuvia komponentteja. Estokaistan vaimennusta voidaan lisätä korkean kertaluvun suotimella, mutta samalla signaalin vaihesiirto kasvaa. Parempi keino laskostumisen välttämiseksi on ylinäytteistys. Ylinäytteistyksessä näytteenottoon käytettävä taajuus on suurempi kuin näytteenottoteoreeman vaatima minimitaajuus. Samalla laskostumisenestosuotimelle asetettavia kriteerejä voidaan helpottaa. (Watkinson 1994)

Kvantisoinnissa analogisen signaalin näytteet esitetään rajallisella määrällä diskreettejä arvoja. Analogisen signaalin tuloalue on jaettu yleensä tasavälein äärelliseen määrään askelia, joita kutsutaan kvantisointitasoiksi. Näytteet pyöristetään näytteen arvoa lähimpänä olevaan kvantisointitasoon. Tasavälisillä kvantisointitasoilla AD-muunnoksessa saatavat digitaaliluvut ovat lineaarisesti verrannollisia analogiseen tulosignaaliin.

Kvantisointivirhe on kvantisointitasoon pyöristetyn ja alkuperäisen analogisen näytteen arvojen erotus. Monille äänisignaaleille, kuten musiikille, kvantisointivirhe on tasaisesti jakautunut kvantisointitasojen välille, jolloin virheen keskimääräinen suuruus riippuu käytettävien tasojen määrästä. Näytteisiin tasaisesti jakautunut kvantisointivirhe lisää signaaliin kvantisointikohinaa, jota voidaan pienentää lisäämällä kvantisointitasojen määrää eli sananpituutta, ylinäytteistyksellä, tai dither-menetelmällä. (Watkinson 1994)

Kvantisointikohina on kääntäen verrannollinen ylinäytteistyssuhteeseen. Ylinäytteistyssuhde tarkoittaa käytettävän näytteistystaajuuden ja miniminäytteistystaajuuden suhdetta. Ylinäytteistyksessä käytettävällä suurella näytteenottotaajuudella kvantisointikohinan energia on jakautunut laajalle taajuusalueelle, jolloin hyötykaistan osuus kohinan energiasta pieni. Hyötykaistan ulkopuolinen kohina voidaan poistaa esimerkiksi digitaalisella suotimella. (Watkinson 1994)

Pienillä signaalitasoilla kvantisointivirhe riippuu signaalista, jolloin se alkaa muistuttaa kohinan sijaan säröä. Dither-menetelmässä analogiseen signaaliin lisätään pieni määrä kohinaa. Kohinan lisäys tekee kvantisointivirheestä satunnaista, sillä kohinan ansiosta

signaali vaihtelee jatkuvasti kvantisointitasojen välillä. Varsinkin audiolaitteissa kohinan aiheuttamaa signaalivirhettä ei pidetä yhtä häiritsevänä kuin signaalista riippuvaa kvantisointisäröä. Dither-menetelmän huono puoli on signaalin kohinatason kasvu. (Watkinson 1994)

2.2.2 DA-muunnos

DA-muunnos (Digital to Analog) on käänteinen operaatio AD-muunnokselle. DA-muunnoksessa diskreettiaikainen ja -arvoinen digitaalisignaali muunnetaan takaisin jatkuva-aikaiseksi ja -arvoiseksi signaaliksi. Muunnokseen käytettävä DA-muunnin tuottaa digitaalista koodisanaa vastaavan analogisen jännitteen. Yleensä DA-muuntimien lähtö säilyy koodisanaa vastaavassa arvossa lähdön päivitysten välillä. Tällöin analoginen lähtöjännite on kanttimainen.

Kanttimaisesta jännitteestä suodatetaan käytettävän taajuuskaistan ulkopuoliset taajuudet pois alipäästösuotimella, jolloin signaalin kanttimaisuus häviää. DA-muunnosprosessissa käytettävää alipäästösuodinta kutsutaan rekonstruointisuotimeksi. Mikäli rekonstruointisuodin on samanlainen laskostumisenestosuotimen kanssa, kertautuvat suotimen ominaisuuksien, kuten päästökaistan väre ja vaihesiirto, vaikutukset hyötysignaaliin. Joissakin tapauksissa voi olla tarpeellista suunnitella rekonstruointisuodin erilaiseksi kuin laskostumisenestosuodin.

3 ANC-JÄRJESTELMIEN SIGNAALINKÄSITTELY

Aktiivinen melunvaimennus perustuu meluäänen kumoamiseen vastakkaisella äänisignaalilla. Ideaalisessa tapauksessa ANC-järjestelmän vähimmäisvaatimuksena on melusignaalin mittaus mikrofonilla ja sen toisto vastakkaisessa vaiheessa melusignaaliin nähden. Aaltojen interferenssin seurauksena samanlaiset, mutta vastakkaisvaiheiset, aallot kumoavat toisensa. Käytännössä tilanne ei ole näin yksinkertainen, vaan ANC-järjestelmissä on paljon epäideaalisuuksia. Lisäksi ANC-järjestelmät ovat aina vuorovaikutuksessa akustisen ympäristön kanssa, joka vaikuttaa esimerkiksi ääniaaltojen etenemiseen. Signaalinkäsittelyn päätehtäviin kuuluukin ympäristön sekä itse järjestelmän ominaisuuksien kompensointi.

Tässä luvussa käsitellään aktiivisen meluntorjunnan signaalinkäsittelyä. Tarkastelussa rajoitutaan adaptoituihin yksikanavaisiin perustapauksiin. Signaalinkäsittelyn teoriasta ja algoritmeista esitetään vähimmäisvaatimukset yksikanavaisen järjestelmän signaalinkäsittelyn toteuttamiseksi. Aluksi tutustutaan kuitenkin adaptoituvien ANC-järjestelmien rakenteeseen, jotta voidaan ymmärtää signaalinkäsittelyn toiminta ja siihen vaikuttavat tekijät.

3.1 Adaptoituvien ANC-järjestelmien perusrakenteet

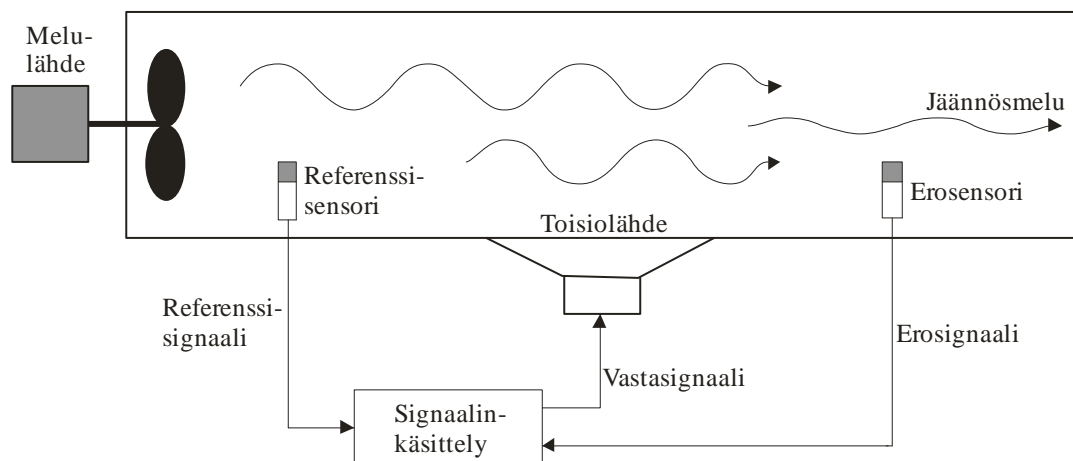
Adaptoituva ANC-järjestelmä kykenee mukautumaan vaimennettavan melun ja ympäristön muuttuviin ominaisuuksiin. Ympäristön ominaisuudet vaikuttavat ANC-järjestelmän akustiseen äänikenttään ja siten ANC-järjestelmän toimintaan. Muuttuvia ominaisuuksia voivat olla esimerkiksi lämpötilan muutokset tai lian kertyminen järjestelmään. (Hansen 2001)

ANC-järjestelmät voidaan luokitella rakenteen ja toiminnan perusteella myötä- ja takaisinkytkentäisiin eli feedforward- ja feedback-tyyppisiin järjestelmiin. Seuraavassa esitetään adaptoituvien yksikanavaisten feedforward- ja feedback-järjestelmien periaatteet.

3.1.1 Feedforward-järjestelmä

Kuvassa 3.1 on myötäkytkentäisen ANC-järjestelmän periaate. Ilmastointiputkeen asennettu ANC-järjestelmä on yksikanavainen ja yksidimensioinen. Yksidimensioisella tarkoitetaan meluäänen etenemissuuntaa. Puhaltimen synnyttämää meluääntä voidaan pitää jatkuvana ja jaksollisena. Meluääni sisältää muutaman hallitsevan päätaajuuden, jotka riippuvat puhaltimen pyörimisnopeudesta.

Järjestelmän sähköakustiset komponentit ovat referenssi- ja erosensorit sekä vaimentava toisiolähde. Referenssi- ja erosensorina toimii tässä tapauksessa mikrofoni ja toisiolähteenä dynaaminen kartiokaiutin. Signaalinkäsittely adaptoituvissa järjestelmissä on toteutettu digitaalisesti.



Kuva 3.1. Ilmastointiputkeen asennettu myötäkytkentäinen ANC-järjestelmä. Puhaltimelta saapuva meluääni havaitaan referenssimikrofonilla ennen kuin se ohittaa vaimentavana toisiolähteenä käytetyn kaiuttimen. Vaimentava vastääni tuotetaan oikea-aikaisesti meluäänen ohittaessa toisiolähteen. Eromikrofonilta saatavaa informaatiota jäännösmelusta käytetään järjestelmän adaptoitumiseen. (kuva: Hansen 2001)

Adaptoituvan feedforward-järjestelmän toiminnalle tärkeitä asioita ovat;

- Kausaalisuus
- Reaaliaikainen signaalinkäsittely
- Referenssisignaalin korrelaatio meluäänen kanssa

Kuvan 3.1 järjestelmässä tuulettimelta poispäin etenevä meluääni havaitaan referenssisensorilla ennen kuin se ohittaa vaimentavan toisiolähteen. Referenssi- ja toisiolähteiden sijoitus mahdollistaa feedforward-järjestelmän kausaalisen toiminnan, (Kuo 1996). Kausaalinen järjestelmä toimii syy-seuraus-suhteessa, jolloin vastesignaali tuotetaan aina jollekin herätteelle. Feedforward-järjestelmässä herätteenä toimii referenssisignaali, jonka mukaan vaimentava vastasignaali muodostetaan.

Äänisignaalin kulkuviive referenssi- ja toisiolähteen välillä on reaaliaikaisen signaalinkäsittelyn vasteaikavaatimus. Käytännössä referenssisensorilla havaitulle meluäänelle on tuotettava vastasignaali ennen kuin meluääni edetessään ohittaa toisiolähteen. Poikkeuksen tekevät jaksolliset signaalit, joille voidaan sallia pidempi signaalinkäsittelyaika. Jaksolliselle melulle vastasignaali voidaan muodostaa referenssisignaalin aiemmista jaksoista olettaen, että signaalin ominaisuudet pysyvät likimain samoina peräkkäisten jaksosten aikana. Erosensorilta saatavaa erosignaalia käytetään vain järjestelmän adaptoitumiseen. Erosensorin käyttö feedforward-järjestelmässä ei vastaa takaisinkytkentärakennetta, koska erosignaali ei palaa vaimentavalle lähteelle. (Kuo 1996)

Yksi suurimmista feedforward-järjestelmän ongelmista on toisiolähteen akustinen takaisinkytkentä referenssimikrofoniin. Takaisinkytkennässä osa vaimentavaa vastaääntä summautuu referenssisignaaliin pienentäen referenssisignaalin korrelaatiota meluäänien kanssa, (Kuo 1996). Takaisinkytkentäsilmukassa syntyy vahvistusta taajuuksilla, joille silmukan vaihesiirto on nolla. Tällöin takaisinkytkentä on positiivista. Takaisinkytkentäsilmukan vaihesiirtoa ja viivettä syntyy sähköisten komponenttien lisäksi äänisignaalin etenemisestä. Silmukan viive vaikuttaa positiivisiin takaisinkytkentätaajuuksiin, joiden välinen taajuusaskel Δf saadaan yhtälöstä

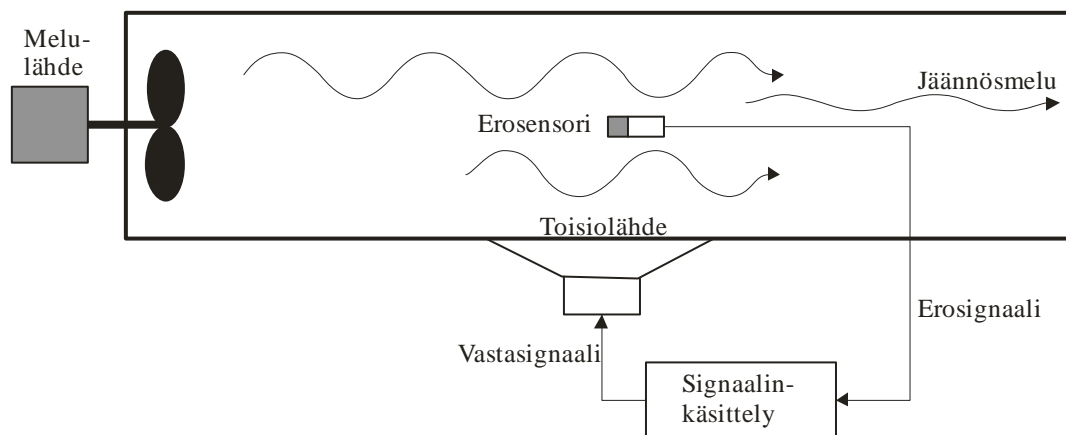
$$\Delta f = \frac{1}{t}, \quad (3.1)$$

missä t on viive sekunteina, (Troxel 2005). Yhtälön (3.1) mukaan taajuusaskel Δf on kääntäen verrannollinen takaisinkytkentäsilmukan viiveeseen. Tällöin positiivisten

takaisinkytkentätaajuuksien määrä kasvaa silmukan viiveen mukaan. Feedforward-järjestelmissä referenssi- ja toisiolähteen sijoituksella voidaan pienentää takaisinkytkentäsilman viivettä. Sijoitusetäisyyttä rajoittaa yleensä vain signaalinkäsittelyaika, (Kuo 1996).

3.1.2 Feedback-järjestelmä

ANC-järjestelmän valinnassa suositetaan yleensä feedforward-järjestelmää hyvän suorituskyvyn vuoksi. Joissakin tapauksissa feedforward-järjestelmän käyttö voi olla kuitenkin hankalaa tai mahdotonta. Usein hankaluudet liittyvät feedforward-järjestelmän tarvitseman referenssisignaalin muodostukseen tai riittämättömään signaalinkäsittelyaikaan. Tällöin voidaan harkita feedback-järjestelmän käyttöä. Feedback-järjestelmän rakenne poikkeaa oleellisesti feedforward-järjestelmästä referenssisensorin puuttuessa kokonaan. Kuvassa 3.2 on adaptoituva feedback-järjestelmä kuvaa 3.1 vastaavassa sovelluskohteessa.



Kuva 3.2. Ilmastointiputkeen asennettu feedback-järjestelmä. Signaalinkäsittelyn ainoa tulosignaali on erosensorilta saatava jäännösmelua vastaava erosignaali. Koska alkuperäistä melusignaalia vastaavaa referenssisignaalia ei ole saatavilla, tulee järjestelmän muodostaa vastasisignaali erosignaalin avulla. (kuva: Hansen 2001)

Feedforward-järjestelmässä vaimentava vastasisignaali muodostetaan referenssisignaalin perusteella ja erosignaalia käytetään vain järjestelmän adaptoitumiseen. Feedback-järjestelmässä referenssisignaalia ei ole saatavilla, jolloin vastasisignaali on tuotettava erosignaaliin perustuen. Tämä tapahtuu estimoimalla alkuperäistä vaimentamatonta

melusignaalia. Estimointi tapahtuu kompensoimalla takaisinkytkentäsilmukan siirtofunktioiden vaikutukset jäännösmelua vastaavasta erosignaalista. Tästä saatava melusignaalin estimaatti vastaa feedforward-järjestelmän referenssisignaalia. Estimoidun melusignaalin avulla feedback-järjestelmän signaalinkäsittelyssä voidaan soveltaa feedforward-järjestelmän kanssa samoja menetelmiä. (Kuo 1996)

Feedback-järjestelmän takaisinkytkentäsilmukassa syntyy huomattava signaalin kulkuviive. Viivettä syntyy sähköisten komponenttien lisäksi signaalinkäsittelyssä ja äänen akustisesta etenemisestä toisiolähteen ja erosensorin välillä. Takaisinkytkentäsilmukan viiveen vuoksi, adaptoituvaa feedback-järjestelmää soveltuu vain jaksolliselle melulle. Tällöin vastasignaali voidaan muodostaa erosignaalin aikaisemmista jaksoista. (Hansen 2001)

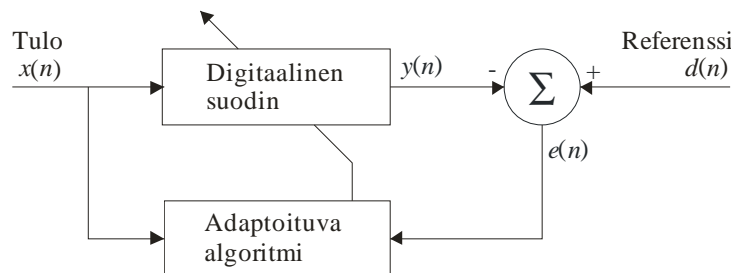
Feedback-järjestelmän kaistanleveyttä rajoittaa pääasiassa taajuuden mukaan kasvava takaisinkytkentäsilmukan vaihesiirto. Vaihesiirron kasvaessa 180 asteeseen negatiivinen takaisinkytkentä muuttuu positiiviseksi, jolloin järjestelmästä tulee helposti epästabiili. Lisäksi kaistanleveyttä voi rajoittaa myös signaalinkäsittelyaika sekä näytteenottotaajuus. Järjestelmän stabiilisuutta voidaan parantaa alipäästösudatuksella, jossa erosignaalista poistetaan vaihesiirron ja signaalinkäsittelyn kannalta liian korkeat ja hallitsemattomat taajuudet. Analogiset suotimet aiheuttavat kuitenkin aina vaihesiirtoa, mikä voi rajoittaa kaistanleveyttä entisestään. (Hansen 2001)

3.2 Signaalinkäsittelyn menetelmät

ANC-järjestelmien signaalinkäsittely painottuu adaptoituvaan digitaaliseen suodatukseseen, jonka avulla mallinnetaan ja kompensoidaan esimerkiksi järjestelmien komponentteja ja siirtoteitä. Seuraavassa esitetään adaptoituvan digitaalisen suodatuksen periaatteet. Tämän jälkeen käsitellään adaptoituvan suodatuksen soveltamista ANC-järjestelmien signaalinkäsittelyssä.

3.2.1 Adaptoituva digitaalinen suodatus

Suodatuksen tavoitteena on muuttaa signaalin taajuussisältöä. Adaptoituva suodatus tarkoittaa suotimen muuttuvia ominaisuuksia, kuten kaistanleveys ja resonanssitaajuus. Digitaalisessa suodatuksessa adaptoituminen tapahtuu muuttuvien painokertoimien avulla, joita ohjaa adaptoituva algoritmi. Adaptoituva digitaalinen suodin koostuu siten itse suotimen lisäksi painokertoimia ohjaavasta algoritmista. (Kuo 1996) Adaptoituvan suodatuksen haasteena on löytää suotimelle optimaaliset painokertoimien arvot asetetun ohjearvon tai kriteerin mukaan. Samaa tehtävää varten saattaa olla tusinan verran algoritmeja. Tällöin on tärkeää tuntea koko järjestelmän toiminta ja ominaisuudet, jotta löydetään parhaiten sopiva ratkaisu. (Bellanger 2001) Adaptoituvan digitaalisen suotimen periaate on kuvassa 3.3.

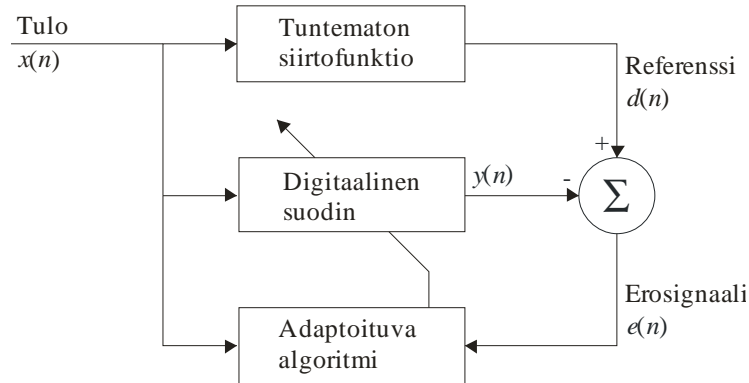


Kuva 3.3. Adaptoituva digitaalinen suodin koostuu itse suotimen lisäksi painokertoimia ohjaavasta algoritmista. Algoritmi laskee suotimen painokertoimien arvot jonkin asetetun kriteerin mukaan. Tieto kriteerin täyttymisestä saadaan erosignaalin $e(n)$ avulla. (kuva: Bellanger 2001)

Adaptoituva algoritmi laskee suotimen painokertoimien arvot jonkin optimointikriteerin mukaan. Tieto kriteerin täyttymisestä saadaan erosignaalina $e(n)$ vähentämällä suotimen vastesignaali $y(n)$ referenssisignaalista $d(n)$. Usein algoritmin tehtävänä on minimoida erosignaali $e(n)$. Tällöin suotimen vasteen $y(n)$ tulee vastata referenssiä $d(n)$ mahdollisimman tarkasti. Adaptoituvan suodatuksen tyypillisiä sovelluskohteita ovat tuntemattoman siirtofunktion mallintaminen (system identification) ja kompensointi (system correction). (Bellanger 2001)

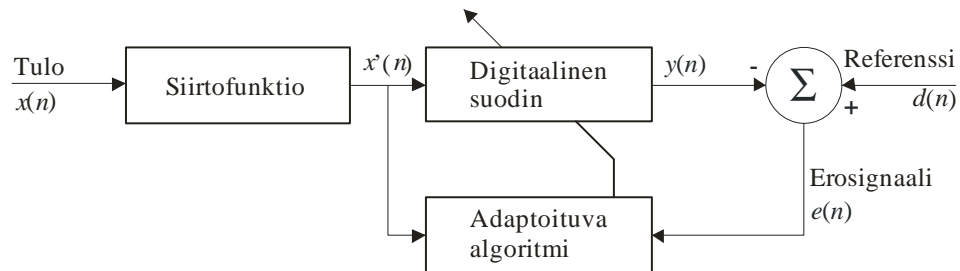
Siirtofunktion mallintamisen periaate on kuvassa 3.4. Adaptoituva suodin on kytketty tuntemattoman siirtofunktion rinnalle. Tulosignaali $x(n)$ syöttää sekä mallinnettavaa järjestelmää, että adaptoituvaa suodinta. Referenssisignaalina toimii mallinnettavan siirtofunktion vastesignaali $d(n)$. Nyt adaptoituvan algoritmin tulee minimoida

erosignaali $e(n)$. Erosignaali minimoituu kun digitaalisen suotimen lähtösignaali $y(n)$ vastaa referenssisignaalia $d(n)$.



Kuva 3.4. Tuntemattoman siirtofunktion mallintaminen adaptoituvalla suotimella. Suodin on kytketty tuntemattoman siirtofunktion rinnalle. Adaptoituvan algoritmin tehtävänä on minimoida erosignaali, jolloin digitaalisen suotimen lähtösignaali $y(n)$ vastaa referenssisignaalina toimivaa tuntemattoman siirtofunktion vastetta $d(n)$. (kuva: Bellanger 2001)

Kuvassa 3.5 on siirtofunktion kompensointiin soveltuva järjestely. Adaptoituva suodin on kytketty kompensoitavan järjestelmän kanssa sarjaan. Nyt suodin käyttää ohjearvona ulkoista referenssiä $d(n)$.



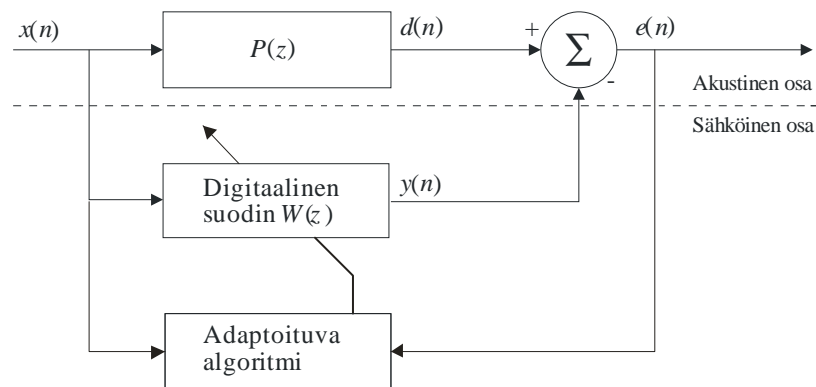
Kuva 3.5. Siirtofunktion kompensointiin soveltuva järjestely. Adaptoituva suodin on kytketty sarjaan kompensoitavan siirtofunktion kanssa. Adaptoituva algoritmi käyttää ulkoista referenssiä tuottamaan järjestelmälle halutun vasteen $y(n)$. (kuva: Bellanger 2001)

Kompensoitavan siirtofunktion lähtö $x'(n)$ on digitaalisen suotimen tulosaika. Mikäli referenssisignaalina käytetään tulosignaalia $x(n)$, adaptoituva suodin on käänteinen suodin (inverse filter) kompensoitavalle siirtofunktiolle. (Bellanger 2001)

3.2.2 Adaptoituva suodatus ANC-järjestelmässä

Aktiivisessa meluntorjunnassa sovelletaan adaptoituvaa suodatusta akustisten ja sähköakustisten siirtoteiden mallinnuksessa. Luotujen mallien avulla kompensoidaan siirtoteiden vaikutuksia esimerkiksi adaptoituvan algoritmin tulosihtaaliiin ja vaimentavaan vastasihtaaliiin. Seuraavassa esitetään tärkeimmät signaalinkäsittelyn menetelmät ANC-järjestelmissä. Esimerkkisovelluksina käytetään kuvien 3.1 ja 3.2 järjestelmiä.

Tarkastellaan kuvan 3.1 mukaisen feedforward-järjestelmän signaalinkäsittelyä sijaiskytkennän avulla. Kuvan 3.6 sijaiskytkennässä siirtofunktio $P(z)$ kuvaa akustista primäärisiirtotietä (primary path) referenssisensorina toimivan mikrofonin ja toisiolähteen, eli kaiuttimen, välillä. Tulosihtaalii $x(n)$ vastaa referenssimikrofonilta saatavaa melusihtaalii, joka syöttää sekä akustista että sähköistä järjestelmäosaa. Signaalinkäsittely koostuu yksinkertaisimmillaan adaptoituvasta digitaalisesta suotimesta, joka mallintaa primäärisiirtotietä $P(z)$ kappaleessa 3.2.1 esitetyn mukaisesti.



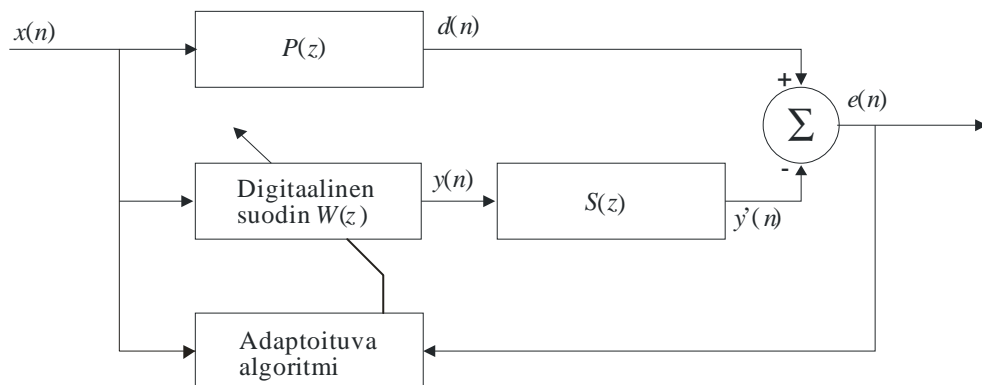
Kuva 3.6. Feedforward-järjestelmän yksinkertaistettu sijaiskytkentä. Siirtofunktio $P(z)$ kuvaa akustista siirtotietä referenssimikrofonin ja toisiolähteen välillä. Signaalinkäsittely koostuu yksinkertaisimmillaan adaptoituvasta digitaalisesta suotimesta, joka mallintaa siirtofunktiota $P(z)$. Tulosihtaalii $x(n)$ vastaa referenssimikrofonilta saatavaa melusihtaalii. Signaalii $d(n)$ on melusihtaaliiin osuus eromikrofonilla ja erosihtaalii $e(n)$ vastaa jäännösmelua. (kuva: Kuo 1996)

Tulosihtaalii $x(n)$ suodatetaan akustista primäärisiirtotietä $P(z)$ mallintavalla adaptoituvalla suotimella $W(z)$, jolloin suotimen lähtösihtaalii $y(n)$ approksimoi melusihtaalii $d(n)$. Melusihtaalii $d(n)$ kuvaa melun osuutta vaimentavalla lähteellä.

Adaptoituva algoritmi pyrkii minimoimaan jäännösmelua vastaavan erosignaalin $e(n)$, joka saadaan vähentämällä suotimen vastesignaali $y(n)$ melusignaalista $d(n)$. (Kuo 1996)

Kuvan 3.6 yksinkertainen malli huomioi vain primäärisiirtotien $P(z)$ referenssi- ja toisiolähteen välillä. Käytännössä signaalinkäsittelyn on kompensoitava myös järjestelmään kuuluvien komponenttien ominaisuuksia. Näistä tärkeimpiä ovat akustisen ja sähköisen järjestelmäosan rajapinnassa toimiva mikrofoni ja kaiutin. (Kuo 1996)

Toisiosiirtotiellä (secondary path) tarkoitetaan signaalin reittiä säätöjärjestelmän lähdöstä vaimentavana signaalina takaisin sen tulon erosignaalinä. Toisiosiirtotie kattaa siis DA-muuntimen, rekonstruointisuotimen, tehovahvistimen, toisiolähteen, akustisen reitin toisiolähteeltä erosensoriin, erosensorin, laskostumisenestosuotimen ja AD-muuntimen siirtofunktiot, (Kuo 1996). Kuvassa 3.7 toisiosiirtotie on kuvattu siirtofunktiolla $S(z)$. Adaptoituvan algoritmin toiminnan kannalta ongelmallista on siirtofunktion $S(z)$ vaikutus erosignaaliin $e(n)$. Erosignaalin vääristyessä adaptoituvan algoritmin laskemat painokertoimet poikkeavat optimaalisista arvoista. Tämä aiheuttaa epätarkkuutta primäärisiirtotien malliin, mikä puolestaan kertautuu vaimentavassa signaalissa $y(n)$ ja erosignaalissa $e(n)$.

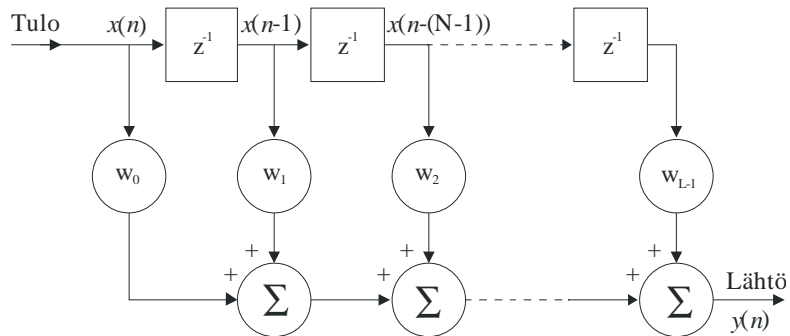


Kuva 3.7. Feedforward-järjestelmän sijaiskytkentä, jossa toisiosiirtotie säätöjärjestelmän lähdön ja erosignaalin tulon välillä on kuvattu siirtofunktiolla $S(z)$. (kuva: Kuo 1996)

Aktiivisen meluntorjunnan algoritmit kompensoivat toisiosiirtotien ominaisuudet suodattamalla algoritmin tulosignaalin $x(n)$ toisiosiirtotien mallilla. Tätä varten signaalinkäsittelyssä tulee mallintaa myös toisiosiirtotie.

3.2.3 Suodintyyppit

Yleisin ANC-järjestelmissä käytetty suodintyyppi on FIR-suodin (Finite Impulse Response), sillä se on yksinkertainen ja helppo implementoida. FIR-suotimen suoramuoTOTOTEUTUS on kuvassa 3.8. Suodin koostuu yksikköviiveistä z^{-1} sekä painokertoimista w . FIR-suotimen siirtofunktio sisältää vain nollia ja siten, napojen puuttuessa, FIR-suodin on aina stabiili. FIR-suotimella voidaan toteuttaa myös lineaarinen vaihevaste. (Hansen 2001)



Kuva 3.8. FIR-suotimen suoramuoTOTOTEUTUS. Suodin koostuu yksikköviiveistä z^{-1} sekä painokertoimista w_x , $X=0,1,\dots,L-1$. (kuva: Hansen 2001)

Kuvan 3.8 suotimen tulovektori hetkellä n voidaan määrittellä

$$\bar{x}(n) = [x(n) \quad x(n-1) \quad \dots \quad x(n-L+1)]^T, \quad (3.2)$$

missä L on painokerrointen lukumäärä. Painokerroinvektori määritellään

$$\bar{w}(n) = [w_0(n) \quad w_1(n) \quad \dots \quad w_{L-1}(n)]^T, \quad (3.3)$$

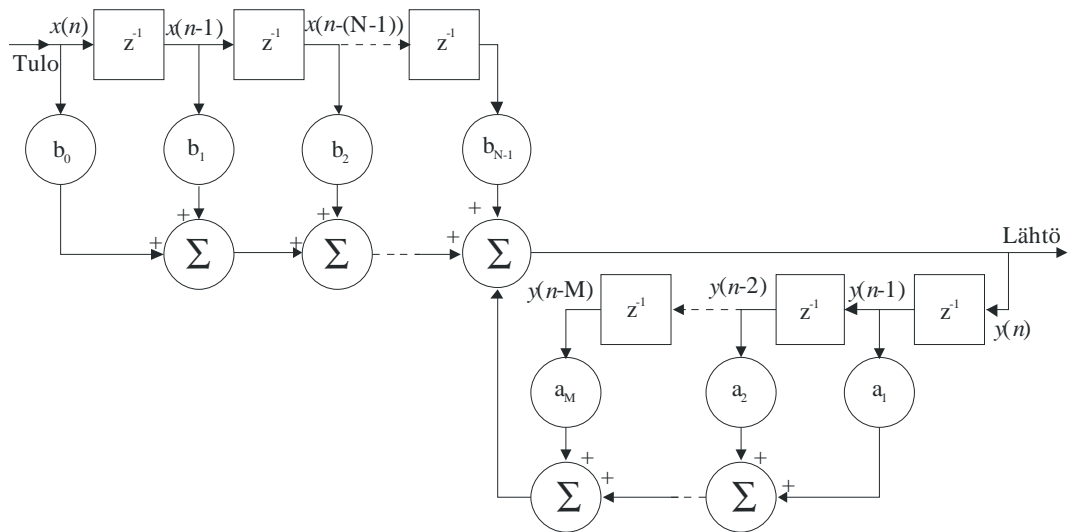
jolloin suotimen lähtönäyte $y(n)$ hetkellä n saadaan vektorioperaatiolla

$$y(n) = \bar{w}^T(n)\bar{x}(n) = \bar{x}^T(n)\bar{w}(n). \quad (3.4)$$

Yhtälöissä yläindeksi T tarkoittaa transponointioperaatiota. (Kuo 1996) Napojen puuttuminen FIR-suotimen siirtofunktiosta vaikeuttaa siirtofunktioiden mallintamista

laajakaistaiselle melulle. Tämän vuoksi FIR-suotimet soveltuvat parhaiten tapauksiin, joissa vaimennettava meluääni sisältää vain muutaman hallitsevan päätaajuuden. (Hansen 2001)

Toinen yleisesti käytetty suodintyyppi on IIR-suodin (Infinite Impulse Response). Kuvassa 3.9 on IIR-suotimen suoramuoto I -toteutus.



Kuva 3.9. IIR-suotimen suoramuoto I -toteutus. Suotimen voidaan ajatella koostuvan kahdesta FIR-suotimesta, joista toinen muodostaa IIR-suotimen takaisinkytkentähaaran. Lähtö saadaan summaamalla myötä- ja takaisinkytkentähaaran vasteet. (kuva: Hansen 2001)

IIR-suotimen voidaan ajatella koostuvan kahdesta FIR-suotimesta, joista toinen muodostaa IIR-suotimen takaisinkytkentähaaran. Takaisinkytkentäosan vuoksi, IIR-suotimen impulssivaste on nimensä mukaisesti äärettömän pitkä. Suotimen lähtö määräytyy myötä- ja takaisinkytkentähaaraan näytteiden summana ja voidaan kirjoittaa yhtälönä

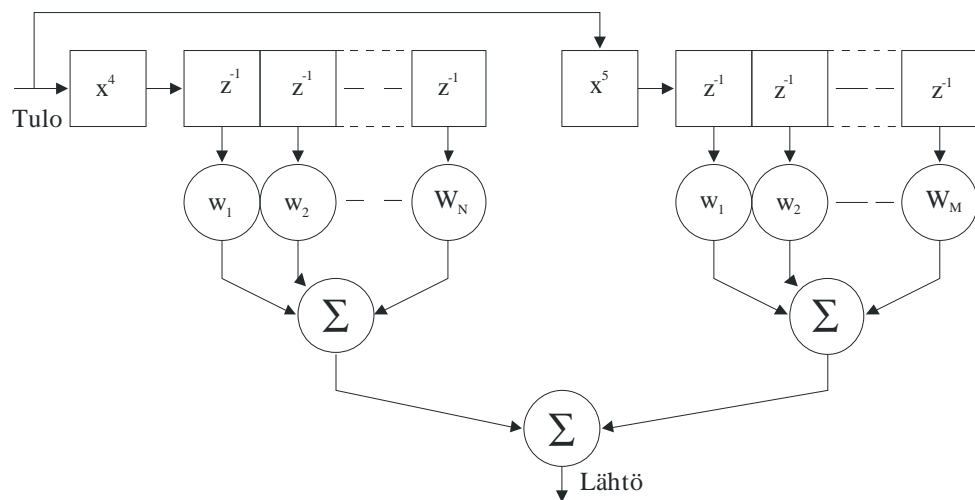
$$y(n) = b_0x(n) + b_1x(n-1) + \dots + b_{N-1}x(n-(N-1)) + a_1y(n-1) + a_2y(n-2) + \dots + a_My(n-M) \quad (3.5)$$

Yhtälön (3.5) ja kuvan 3.9 mukaan FIR-suotimen vaste saadaan asettamalla takaisinkytkentähaaran painokertoimet nolliksi. (Hansen 2001) IIR-suotimen etu on takaisinkytkentähaaran muodostamat navat. Sopivalla suotimen kertaluvulla navat ja nollat voidaan sovittaa vastaamaan tarkasti mallinnettavaa siirtofunktiota. IIR-

suotimella saavutettava siirtofunktion approksimaatio on usein tarkempi verrattuna vastaavan kertaluvun FIR-suodinapproksimaatioon. (Kuo 1996) FIR-suodintoteutuksessa suuri painokertoimien määrä vaatii paljon laskentaa, mikä saattaa olla ongelma tehottomilla prosessoreilla.

Siirtofunktion navat ovat myös IIR-suotimen haitta, sillä ne voivat aiheuttaa suotimen epästabiiliutta. Adaptoituvassa suodatuksessa suotimen painokertoimien arvot muuttuvat. Tällöin yksi tai useampi suotimen navoista voi siirtyä epävakaa-alueelle, mikä tarkoittaa siirtofunktion napa-nolla-kuvaajassa yksikköympyrän ulkopuolta. (Hansen 2001)

Epälineaarilla suotimilla voidaan approksimoida ANC-järjestelmien epälineaarisia komponentteja, kuten kaiutinta. Epälineaaristen suotimien tärkein ominaisuus on niiden kyky generoida signaaleja taajuuksilla, joita ei ole tulosignaalisissa. Kuvassa 3.10 on esimerkki epälineaarista suotimesta.



Kuva 3.10. Epälineaarisen suotimen periaate. Kuvassa esimerkiksi x^4 on tulosignaali $x(n)$ korotettuna neljänteen potenssiin ja w on suotimen painokerroin. (kuva: Hansen 2001)

Kuvassa 3.10 $x(n)$ on tulosignaali, w on painokerroin ja esimerkiksi x^4 on tulosignaali korotettuna neljänteen potenssiin. Suotimessa voidaan ajatella olevan rinnakkain useita suotimia, jolloin koko järjestelmän lähtö saadaan summaamalla rinnakkaisten suotimien lähdöt.

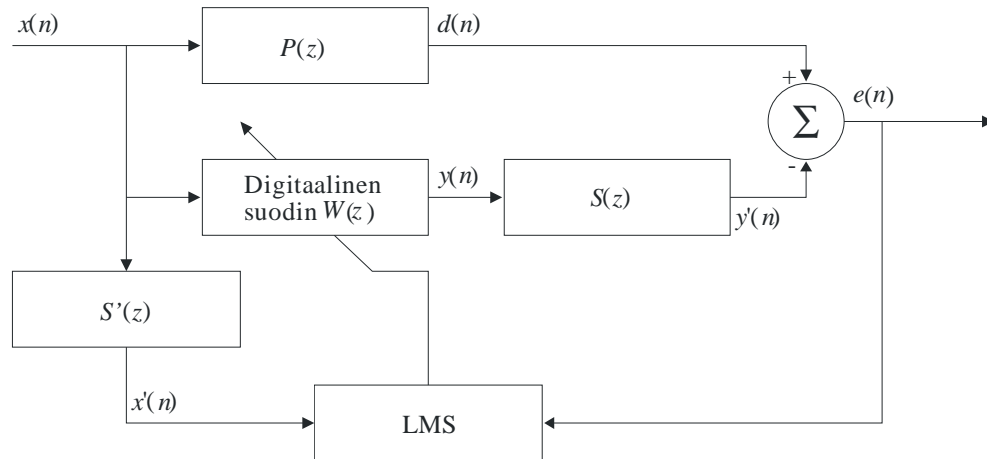
Digitaalisella suotimella muodostettavan siirtofunktion mallin tarkkuus riippuu ennen kaikkea suotimen painokertoimien määrästä. Teoriassa yhtä vaimennettavaa taajuutta kohti tarvitaan FIR-suotimessa vähintään kaksi painokerrointa. Käytännössä, jokaista vaimennettavaa taajuutta kohti käytetään 4...20 painokerrointa. Siten laajakaistaisen melun vaimentaminen vaatii useita satoja painokertoimia. Joissakin tapauksissa prosessorin laskentateho voi rajoittaa FIR-suotimen painokertoimien määrää. Tällöin voidaan parempi lopputulos saavuttaa käyttämällä IIR-suodinta. (Hansen 2001)

3.2.4 Adaptoituvat algoritmit

Adaptoituvan digitaalisen suotimen painokertoimet laskee adaptoituva algoritmi. Yleisimmät ANC-järjestelmissä käytetyt algoritmit ovat LMS-algoritmin (Least Mean Square) johdannaisia. LMS-algoritmi on adaptoituvissa järjestelmissä yleisesti käytetty iteroitaatioalgoritmi, jonka toiminta perustuu neliöllisen erokriteerin negatiivisen gradientin estimointiin. Algoritmi iteroi välitulosta erokriteerin negatiivisen gradientin suuntaan, mikä johtaa erokriteerin minimointiin.

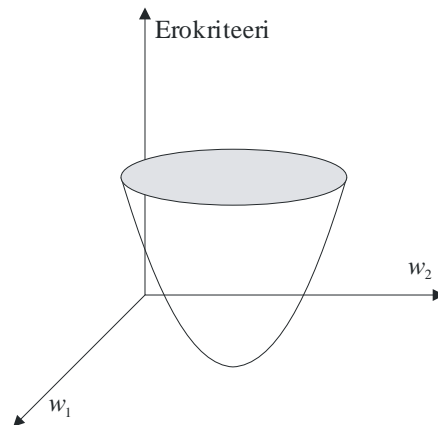
FXLMS-algoritmi FIR-suotimille

FXLMS-algoritmi (Filtered-X Least Mean Square) on FIR-suotimille soveltuva LMS-algoritmi. Etuliite Filtered-X tarkoittaa ANC-käytössä referenssisignaalin $x(n)$ suodattamista. (Hansen 2001) Kuvan 3.7 järjestelmän ongelmana oli toisiosiertotien $S(z)$ vaikutus erosignaaliin $e(n)$. Kuvan 3.11 järjestelmässä käytetään toisiosiertotien approksimaatiota $S'(z)$, jolla referenssisignaali $x(n)$ suodatetaan. Tällä kompensoidaan toisiosiertotien vaikutus adaptoituvan algoritmin toimintaan. FXLMS-algoritmissa referenssisignaali $x(n)$ siis suodatetaan toisiosiertotien mallilla $S'(z)$. Itse iteroituvana algoritmina toimii LMS-algoritmi.



Kuva 3.11. FXLMS-algoritmin soveltaminen ANC-käytössä. FXLMS-algoritmissa tulossignaali $x(n)$ suodatetaan toisiosirtotien approksimaatiolla $S'(z)$, mikä kompensoi LMS-algoritmin toiminnassa toisiosirtotien vaikutuksen erosignaaliin $e(n)$. (kuva: Kuo 1996)

LMS-algoritmit käyttävät nimensä mukaisesti neliöllistä erokriteeriä. Adaptoituvassa suodatuksessa erokriteeri voidaan kuvata suotimen painokertoimien funktiona. Koordinaatistoon painokertoimien funktiona piirretty erokriteeri muodostaa kuvaajaksi eropinnaa, josta voidaan nähdä painokertoimien arvojen vaikutus erokriteeriin. (Hansen 2001)



Kuva 3.12. Neliöllinen erokriteeri kahden painokertoimen w_1 ja w_2 funktiona muodostaa eropinnaa paraboloidin. Eropinta kuvaa painokertoimien arvojen vaikutusta erokriteeriin. (kuva: Hansen 2001)

Kuvassa 3.12 on neliöllinen erokriteeri kahden painokertoimen w_1 ja w_2 funktiona. Kahdelle painokertoimelle eropinnaa muodostuu paraboloidi, jolla on yksi minimi paraboloidin pohjalla. Tämä vastaa suotimen optimaalisia painokertoimien arvoja, joilla erosignaali minimoituu ja ANC-järjestelmällä saavutetaan maksimivaimennus. Useammille painokertoimille eropinnaa tulee moniulotteinen sisältäen useita

paraboloideja sekä paikallisia minimejää. Tällaisella eropinnalla adaptoituva algoritmi konvergoi helposti paikalliseen minimiin globaalin minimin sijaan.

LMS-algoritmi lisää jokaisella iteraatiokierroksella painokertoimien arvoihin pienen osan eropinnan negatiivista gradienttia. Matemaattisesti tämä voidaan ilmaista

$$\bar{w}(n+1) = \bar{w}(n) - \mu \nabla J(n), \quad (3.6)$$

missä ∇J on eropinnan gradientti painokertoimien määräämässä kohdassa eropinnalla. Kerroin $\mu \geq 0$ on konvergenssikerroin, joka määrää konvergenssin nopeuden. (Hansen 2001) $\bar{w}(n)$ on suotimen painokerroinvektori kuten yhtälössä (3.3). Erpinnan gradienttia voidaan estimoida

$$\nabla J = 2e(n) \frac{\delta y(n)}{\delta \bar{w}(n)} = 2e(n)x'(n), \quad (3.7)$$

missä referenssisignaalin estimaatti $x'(n)$ saadaan vaimentavan signaalin $y(n)$ osittaisdifferentiaalina painokerroinvektorin $\bar{w}(n)$ suhteen. Yhtälön (3.6) mukainen painokertoimien päivitys saadaan nyt helpommin implementoitavaan muotoon

$$\bar{w}(n+1) = \bar{w}(n) - 2\mu e(n)\bar{x}'(n). \quad (3.8)$$

(Hansen 2001) Algoritmin konvergenssi pysähtyy eropinnan muodostamassa minimissä, sillä tällöin eropinnan gradientti on nolla. Yhtälön (3.7) mukaan ilmaistuna, tällöin myös erosignaali on minimoitu.

Filtered-U RLMS -algoritmi IIR-suotimille

Filtered-U RLMS-algoritmi (Filtered-U Recursive LMS) on IIR-suotimille sopiva LMS-algoritmi, joka vastaa FIR-suotimien FXLMS-algoritmia. IIR-suotimille algoritmin laskettava painokertoimet myötäkyyntähaaran lisäksi

takaisinkytkentähaaralle. Etuliite filtered-U tarkoittaa LMS-algoritmin tulosignaalien suodatusta. Matriisi U on algoritmin tulosignaalmatriisi, joka sisältää suotimen tulo- ja lähtösignaalin. Myötäkytkentähaaran painokertoimet lasketaan suodatetun tulosignaalin avulla, kuten FIR-suotimella. Takaisinkytkentähaaralle käytetään suotimen lähtösignaalia. Painokertoimien päivitys saadaan yhtälöistä

$$\bar{a}(n+1) = \bar{a}(n) - 2\mu e(n) \bar{f}_y(n) \quad (3.9)$$

ja

$$\bar{b}(n+1) = \bar{b}(n) - 2\mu e(n) \bar{f}_x(n), \quad (3.10)$$

joissa $\bar{f}_x(n)$ ja $\bar{f}_y(n)$ ovat suodatetut tulo- ja lähtösignaalivektorit. Suodatetut signaalit voidaan esittää

$$\bar{f}_x(n) = [f_x(n) \quad f_x(n-1) \quad \dots \quad f_x(n-(N-1))]^T \quad (3.11)$$

ja

$$\bar{f}_y(n) = [f_y(n) \quad f_y(n-1) \quad \dots \quad f_y(n-M)]^T. \quad (3.12)$$

(Hansen 2001) Yhtälöiden (3.9) ja (3.10) painokerroinvektorit vastaavat kuvassa 3.9 esitettyä IIR-suotimen rakennetta. a-vektori on myötäkytkentähaaran painokerroinvektori ja b-vektori takaisinkytkentähaaran painokerroinvektori.

Konvergenssikerroin μ vaikuttaa LMS-algoritmin nopeuteen sekä stabiiliuteen. Pienellä kertoimella algoritmi konvergoi hitaasti. Lisäksi konvergenssi saattaa pysähtyä ennen minimiä lukujen pyöristyksestä johtuen. Suuri kerroin vastaavasti nopeuttaa konvergenssia, mutta aiheuttaa algoritmin oskillaatiota minimiarvon ympärillä. Aktiivisessa meluntorjunnassa pyritään yleensä käyttämään mahdollisimman suurta konvergenssikerrointa algoritmin stabiiliuden rajoissa. (Hansen 2001)

ANC-järjestelmissä konvergenssikerroin määritetään tapauskohtaisesti. Järjestelmän käyttöönnotossa asetetaan aluksi pieni kerroin, jota kasvatetaan, kunnes järjestelmällä

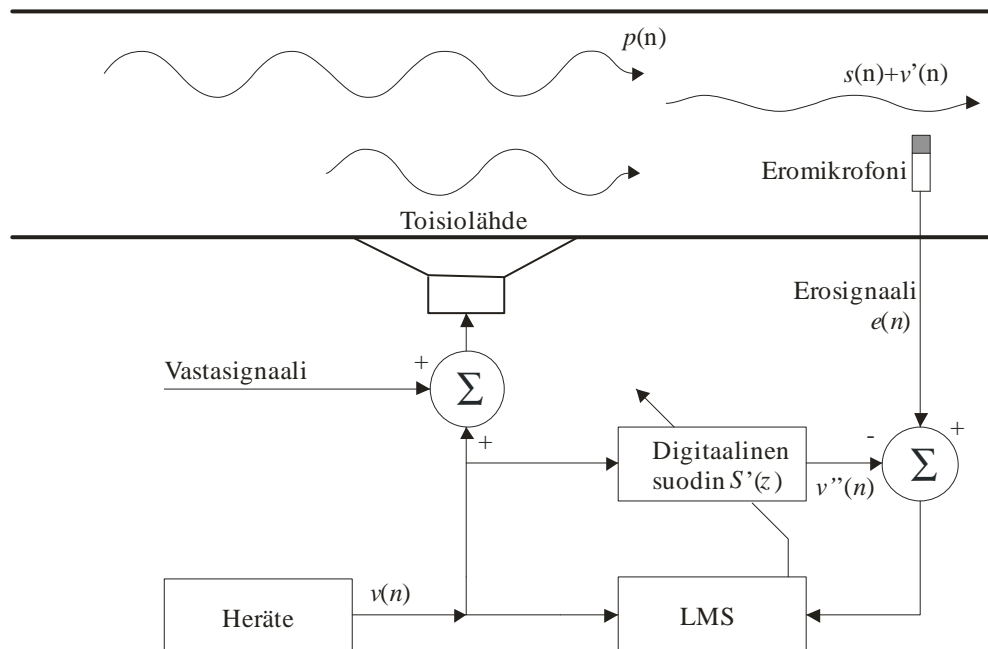
saavutetaan tavoiteltu vaimennus. Ohjeellinen konvergenssikertoimen arvo normalisoidulle FXLMS-algoritmille saadaan yhtälöstä

$$\mu = \frac{\beta}{\overline{x^T(n)x(n)}}, \quad (3.13)$$

missä $x(n)$ on referenssisignaali ja kerroin β on tapauskohtainen, kokeellisesti määrätty vakio väliltä 0...2. (Hansen 2001) Yhtälön (3.13) mukaan kertoimen arvo painottuu tulosignaalin tehoon, sillä yhtälön nimittäjässä on tulosignaalin neliö.

3.2.5 Toisiosiirtotien mallintaminen feedforward-järjestelmissä

Kappaleessa 3.2.4 esitetyn mukaisesti FXLMS- ja Filtered-U RLMS-algoritmit suodattavat tulosignaalit toisiosiirtotien approksimaatiolla. Toisiosiirtotien mallinnukseen käytetään adaptoituvaa suodinta kappaleessa 3.2.1 esitetyn mukaisesti. Kuva 3.13 esittää toisiosiirtotien mallinnukseen soveltuvaa järjestelyä.



Kuva 3.13. Toisiosiirtotien mallinnuksen periaate. Digitaalisen suodimen avulla mallinnetaan signaalin kulkureitti säätöjärjestelmän lähdöstä takaisin säätöjärjestelmän tuloon erosignaalinä. Herätteenä mallinnuksessa voidaan käyttää erilliseltä lähteeltä saatavaa kohinasignaalia tai vaimentavaa vastaisignaalia. (kuva: Hansen 2001)

Mallinnuksessa voidaan käyttää herätteenä erilliseltä lähteeltä saatavaa kohinasignaalia tai vaimentavaa vastasignaalia. Toisiosiirtotien ominaisuudet voivat muuttua ajan mukaan, jolloin approksimaatio tulee päivittää sopivin väliajoin. Parhaaseen tulokseen päästään jos melulähde voidaan kytkeä pois päältä mallinnuksen ajaksi ja käytetään erillistä herätettä. Kaikissa sovelluksissa tämä ei kuitenkaan ole mahdollista vaan siirtotie tulee mallintaa vaimennusjärjestelmän toimiessa. Tällöin vaimennusjärjestelmä ja toisiosiirtotien mallinnus ovat vuorovaikutuksessa keskenään ja toimivat toistensa häiriölähteinä.

Ulkoisena herätesignaalina käytetään valkoista tai vaaleanpunaista kohinaa. Kohinan lisääminen järjestelmään heikentää vaimennusjärjestelmän suorituskykyä. Toisiosiirtotien mallinnuksessa adaptoituvana algoritmina käytetään LMS-algoritmia. (Hansen 2001) Kuvan 3.13 mukaan heräte syötetään suoraan algoritmille, jolloin algoritmin tulossignaalia ei tarvitse suodattaa, kuten FXLMS-algoritmissa. Suotimen painokertoimien päivitys saadaan LMS-algoritmissa

$$w(n+1) = w(n) + \mu v'(n)e(n), \quad (3.14)$$

missä

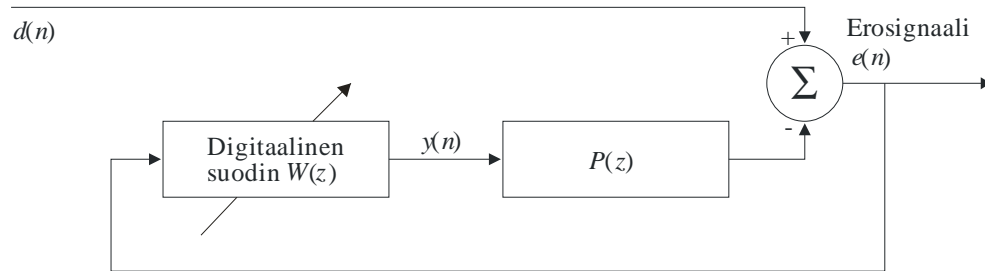
$$e(n) = p(n) + s(n) + v''(n) - v'(n). \quad (3.15)$$

Kuvan 3.13. merkinnöin yhtälössä (3.15) $p(n)$ on melusignaali, $s(n)$ on vaimentava vastääni ja $v'(n)$ on herätesignaalin osuus erosensorilla. Laajakaistainen kohinasignaali soveltuu mallinnukseen hyvin, sillä sen avulla toisiosiirtotie saadaan mallinnettua laajalle taajuusalueelle. (Hansen 2001)

Mallinnukseen voidaan käyttää myös vaimentavaa vastasignaalia. Vastasignaali korreloi voimakkaasti melusignaalin kanssa. Tällöin siirtotie saadaan mallinnettua vain melusignaalin oleville taajuuksille. Tällainen siirtotien malli on altis ympäristön ja melusignaalin ominaisuuksien muutoksille, jolloin siirtotien approksimaatiota on päivitettävä usein. (Hansen 2001)

3.2.6 Referenssisignaalin estimointi feedback-järjestelmässä

Feedback-järjestelmässä melusignaalia vastaavaa referenssisignaalia ei ole saatavilla ja järjestelmän ainoa tulo on erosignaali. Tämän vuoksi feedback-järjestelmän tulee estimoida feedforward-järjestelmässä käytettyä referenssisignaalia. Kuva 3.14 esittää kuvassa 3.2 esitetyn feedback-järjestelmän sijaiskytkentää.



Kuva 3.14. Feedback-järjestelmän sijaiskytkentä. Siirtofunktio $P(z)$ kuvaa siirtotietä melulähteeltä erosensorille. Tulosignaali $d(n)$ on melusignaalin osuus erosensorilla. (kuva: Kuo 1996)

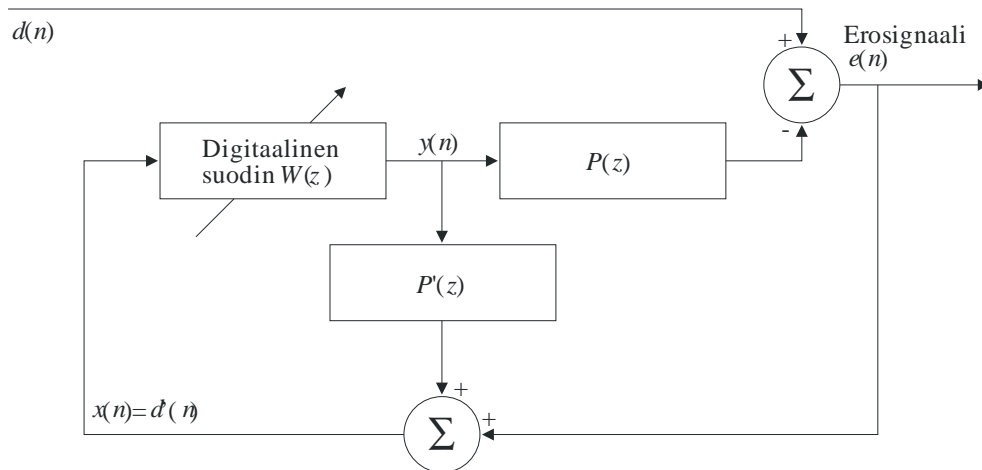
Kuvassa 3.14 $W(z)$ on adaptoituva digitaalinen suodin ja siirtofunktio $P(z)$ kuvaa siirtotietä melulähteeltä erosensorille. Siirtofunktio $P(z)$ vastaa nyt feedforward-järjestelmän primäärsiirtotietä referenssisensorin ja toisiolähteen välillä. Tulosignaali $d(n)$ on melusignaalin osuus erosensorilla. Melusignaali $d(n)$ voidaan esittää kuvan 3.14 merkinnöin

$$d(n) = e(n) + P(z)y(n). \quad (3.16)$$

Nyt signaalinkäsittelyssä on käytettävissä signaalit $e(n)$ ja $y(n)$. Lisäksi siirtofunktio $P(z)$ voidaan korvata sen approksimaatiolla $P'(z) \approx P(z)$. Tällöin feedforward-järjestelmässä käytettyä referenssisignaalia $x(n)$ voidaan estimoida kirjoittamalla

$$x(n) = d'(n) = e(n) + P'(z)y(n). \quad (3.17)$$

Kuva 3.15 esittää yhtälön (3.17) mukaista referenssisignaalin approksimointia lohkoakaaviona.



Kuva 3.15. Referenssisignaalin estimointi feedback-järjestelmässä. Referenssisignaalia estimoidaan suodattamalla digitaalisen suotimen lähtösignaali $y(n)$ approksimaatiolla $P'(z)$ ja lisäämällä siihen erosignaali $e(n)$. (kuva: Kuo 1996)

Kuvan 3.15 lohkokaaavioesityksessä digitaalisen suotimen vastesignaali $y(n)$ suodatetaan siirtofunktion $P(z)$ approksimaatiolla $P'(z)$. Lisäämällä tähän erosignaali $e(n)$, saadaan referenssisignaalin estimaatti $d'(n)$ yhtälön (3.17) mukaisesti. Referenssisignaalin estimoinnin jälkeen feedback-järjestelmän signaalinkäsittely muistuttaa feedforward-järjestelmää.

3.3 ANC-järjestelmien toimintaan vaikuttavia tekijöitä

Tässä kappaleessa esitetään ANC-järjestelmien toimintaan vaikuttavia tekijöitä. ANC-järjestelmissä fyysisen toteutuksen, komponenttien, elektroniikan ja signaalinkäsittelyn ominaisuudet vaikuttavat toisiinsa ja siten koko järjestelmän toimintaan. ANC-järjestelmien toteutuksessa on huomioitava järjestelmän ja sovelluskohteen ominaisuudet tapauskohtaisesti.

3.3.1 Viiveiden vaikutus

Erilaisilla viiveillä on merkittävä vaikutus ANC-järjestelmien signaalinkäsittelyssä. Signaalien etenemisviiveitä syntyy sähköisten komponenttien lisäksi äänen edetessä referenssisensorin ja toisiolähteen sekä erosensorin välillä. Sähköisten komponenttien kulkuviive on usein taajuusriippuvainen, jolloin puhutaan ryhmäkulkuviiveestä. Tällöin jokaiselle taajuuskomponentille voidaan määrittää oma kulkuviive.

Kulkuaikeviive tarkoittaa aikaa, joka signaalilta kestää kulkea komponentin tulosta lähtöön. Matemaattisesti ilmaistuna komponentin kulkuaikeviive taajuudella ω saadaan vaihevasteen derivaatasta

$$\tau(\omega) = -\frac{d\theta(\omega)}{d\omega}, \quad (3.18)$$

missä $\theta(\omega)$ on komponentin vaihesiirto taajuudella ω . Yksittäisen taajuuden kulkuaikeviivettä voidaan approksimoida vaihevasteen kulmakertoimella. Kulmakerroin approksimoi vaihevasteen derivaattaa kyseisellä taajuudella. (Hansen 2001)

Signaalinkäsittelyssä adaptoituvan algoritmin toimintaan vaikuttaa toisiosiirtotien viive, jolla tarkoitetaan signaalin kulkuaikeviivettä signaalinkäsittelyjärjestelmän lähdöstä vaimentavana signaalina takaisin järjestelmän tuloon erosiinaalina. Adaptoituvalta suotimelta vie tämän viiveen verran aikaa havaita vaimentavan vastasiinaalin vaikutus meluääneen. Algoritmi ei voi päivittää suotimen painokertoimia toisiosiirtotien viivettä nopeammassa tahdissa. Muutoin algoritmi ei havaitse osaa painokertoimien päivitysten aiheuttamista vaikutuksista, mikä voi hidastaa järjestelmän adaptoitumista ja aiheuttaa epästabiiliutta. (Hansen 2001)

Viiveitä syntyy myös sähköisissä komponenteissa, kuten AD- ja DA-muuntimissa, sekä analogisissa suotimissa. Approksimaatio laskostumisenesto- ja rekonstruointisuotimen kulkuaikeviiveelle τ saadaan yhtälöstä

$$\tau \approx \frac{3MT}{16}, \quad (3.19)$$

missä T on näytejakso [s] ja M suotimen kertaluku. Yleensä käytetään 4...8 kertaluvun suotimia. Yhtälössä (3.19) on oletettu suotimen rajataajuuden olevan kolmasosa näytteenottotaajuudesta. (Hansen 2001) Reaaliaikaisissa järjestelmissä signaalin kulkureitillä olevien komponenttien viiveet tulee huomioida reaaliaikakriteerissä, sillä järjestelmän vasteaika riippuu signaalinkäsittelyajan lisäksi signaalin etenemisviiveestä.

AD- ja DA-muuntimien kulkuajaviive riippuu muuntimen tyypistä. Successive approximation -muuntimien viive voi olla jopa laskostumisenestosuodinta pienempi. Sigma-delta -muuntimien kulkuajaviive riippuu näytetaajuudesta, ollen tyypillisesti noin 30 näytejaksoa. (Hansen 2001) AD-muuntimien viivettä voidaan pienentää käyttämällä suurinta mahdollista näytteenottotaajuutta, jonka jälkeen signaali suodatetaan digitaalisella alipäästösuotimella ja muunnetaan signaalinkäsittelyyn sopivalle näytetaajuudelle.

3.3.2 Näytetaajuuden vaikutus

Usein näytteenottotaajuutta valitessa huomioidaan ensimmäisenä Nyquistin kriteeri, jonka mukaan näytteenottotaajuuden tulee olla vähintään kaksinkertainen taajuuskaistaan verrattuna. Lisäksi usein suositetaan mahdollisimman suurta näytteenottotaajuutta. Signaalinkäsittelyn kannalta näytteenottotaajuus voi olla myös liian suuri. ANC-järjestelmissä huonosti valittu näytetaajuus voi pienentää järjestelmällä saavutettua vaimennusta, heikentää järjestelmän stabiilisuutta ja hidastaa adaptoituvan algoritmin konvergenssia, (Hansen 2001).

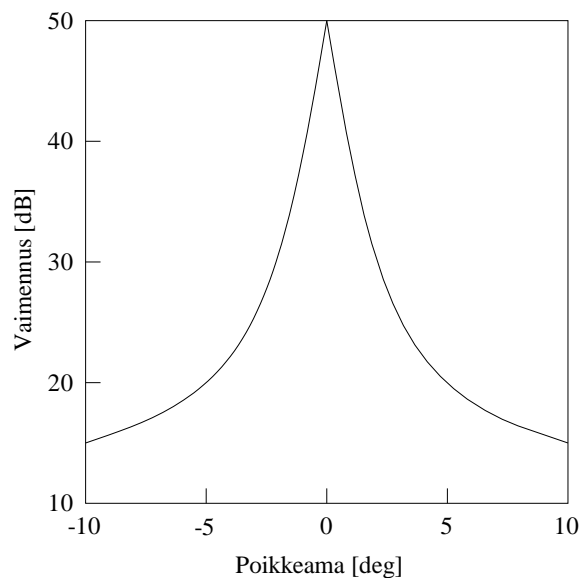
Normaalisti ANC-järjestelmissä digitaalisille suotimille sallitaan yhden näytejakson suuruinen viive. Näytetaajuuden kasvattaminen lisää suotimen painokertoimien määrää, mikäli suotimelle asetetuista kriteereistä ei tingitä. Samalla painokertoimien määrän kasvu lisää laskentatehon ja muistin tarvetta. Näytetaajuus on huomioitava myös adaptoituvan algoritmin konvergenssikertoimen valinnassa. Adaptoituva algoritmi määrää digitaalisen suotimen painokertoimien arvot. Suuri näytetaajuus kasvattaa painokertoimien arvoja, jolloin suotimen lähtönäyte muodostuu suurien lukujen summauksesta. Tämä kasvattaa suotimen lähdön virhettä. (Hansen 2001)

Näytetaajuus vaikuttaa myös ANC-järjestelmän soveltuvaan taajuuskaistaan. ANC-järjestelmissä käytetään tyypillisesti 4...100-kertaista näytetaajuutta vaimennettavaan taajuuskaistaan verrattuna. Optiminäytetaajuus on usein 10-kertainen, (Hansen 2001). ANC-järjestelmän taajuuskaistan alarajataajuus on yksi prosentti näytetaajuudesta. Tätä pienemmillä taajuuksilla adaptoituvan algoritmin konvergenssi hidastuu ja algoritmista tulee helposti epästabiili. Ylärajataajuus on 30 prosenttia näytetaajuudesta. Tätä

suuremmilla taajuuksilla adaptoituva algoritmi konvergoi helposti eropinnan paikallisiin minimeihin globaalin minimin sijaan. (Hansen 2001) Eropinta on esitelty kappaleessa 3.2.4 adaptoituvien algoritmien yhteydessä. Taajuusaluetta voidaan laajentaa rinnakkaisilla järjestelmillä, jolloin kukin rinnakkaisista perusjärjestelmistä kattaa kapean osan järjestelmän kokonaistaajuuskaistasta.

3.3.3 Vaimentavan signaalin laatu

ANC-järjestelmän on toistettava vaimentava signaali täsmälleen vastakkaisessa vaiheessa meluääneen nähden. Kuva 3.16 havainnollistaa signaalien vaiheistuksen merkitystä saavutettavaan vaimennukseen. Kuvassa on levyresonaattorin synnyttämän 320 hertsin taajuuden ja sitä vaimentavan vastaäänen vaihe-eron vaikutus saavutettavaan maksimivaimennukseen, (Hansen 2001).



Kuva 3.16. Levyresonaattorin muodostaman 320 hertsin taajuisen meluäänen ja sitä vaimentavan äänisignaalin vaihe-eron vaikutus vaimennukseen. Signaalien ollessa täsmälleen vastakkaisvaiheiset teoreettinen maksimivaimennus on 50 dB. (kuva: Hansen 2001)

Kuvasta 3.16 nähdään, että jo viiden asteen poikkeama signaalien vaiheistuksessa aiheuttaa 30 desibelin pudotuksen teoreettisesta maksimivaimennuksesta, joka on 50 desibeliä. Vaimentavan äänen amplitudivirheen vaikutus vaimennukseen on vaihevirheen kaltainen. Yhden asteen vaihevirhe vastaa 0,1 desibelin amplitudivirhettä.

(Hansen 2001) Kuvan 3.16 mukaan 0,5 desibelin amplitudivirhe aiheuttaa siten 30 desibelin menetyksen saavutettavasta maksimivaimennuksesta. Tätä taustaa vasten on helppo ymmärtää, miksi käytännön järjestelmissä yli 20 desibelin vaimennuksen saavuttaminen on vaikeaa.

3.4 Signaaliprosessorit ANC-sovelluksissa

ANC-järjestelmien signaalinkäsittely on perinteisesti toteutettu DSP:tä käyttäen. Nykyisin ohjelmoitavat logiikkapiirit, kuten FPGA, tarjoavat vaihtoehdon signaalinkäsittelyn toteutukseen erilaisissa sovelluksissa, esimerkiksi aktiivisessa meluntorjunnassa. Signaaliprosessoreiden ominaisuuksia audiokäytössä on käsitelty kappaleessa 2.2.1. Seuraavassa pohditaan signaaliprosessoreiden valintaa ja käyttöä erityisesti ANC-järjestelmissä.

3.4.1 DSP ANC-järjestelmän prosessorina

Aktiivisessa meluntorjunnassa prosessoidaan tyypillisesti melko pieniä, alle kilohertsin, audiotaajuuksia. Tällöin myös käytetyt näytetaajuudet ovat pieniä verrattuna muihin audiosovelluksiin. Pieninäytetaajuus merkitsee vähäistä laskentatehon tarvetta, jolloin ANC-järjestelmissä voidaan käyttää suhteellisen yksinkertaista ja halpaa prosessoria. Kiinteän pilkun prosessoreiden laskentateho riittää tavallisesti yksikanavaisiin muutaman taajuuden järjestelmiin. Prosessorin sananpituudeksi riittää useimmissa tapauksissa 16-bittä. Vaativissa sovelluksissa suuremmalla sananpituudella voidaan välttyä laskutoimituksissa syntyviltä pyöristysvirheiltä. (Hansen 2001)

Prosessoreiden laskentateho riippuu kellotaajuuden lisäksi arkkitehtuurista. Reaaliaikajärjestelmissä prosessorin valintaan on kiinnitettävä huomioita, jotta välttyään prosessorin ylikuormitukselta. Esimerkiksi aktiivisessa meluntorjunnassakin käytetty digitaalinen suodatus vaatii paljon laskentatehoa. Digitaalisissa suotimissa tarvitaan paljon aritmeettisia operaatioita, jotka riippuvat suotimen rakenteesta. Esimerkiksi suotimen pituuden tuplaaminen normaalisti nelinkertaistaa vaadittavien kertolaskujen määrän. Ulkoisen muistin käyttäminen DSP:n sisäänrakennetun muistin sijaan vastaavasti kasvattaa prosessointiajan nelinkertaiseksi. (Bellanger 2001)

3.4.2 FPGA:n soveltaminen ANC-signaalinkäsittelyssä

ANC-signaalinkäsittely painottuu adaptoituvien digitaalisten suotimien ja niitä ohjaavien algoritmien implementointiin. Algoritmien määräämien painokertoimien lisäksi signaalinkäsittelyssä on laskettavana suotimien vasteet. Adaptoituvan suotimen FPGA-implementoinnissa itse suodin vie suurimman osuuden piirin logiikasta. Lisäksi signaalinkäsittelyssä suodin vaatii eniten laskutoimituksia, (Elhossini 2006).

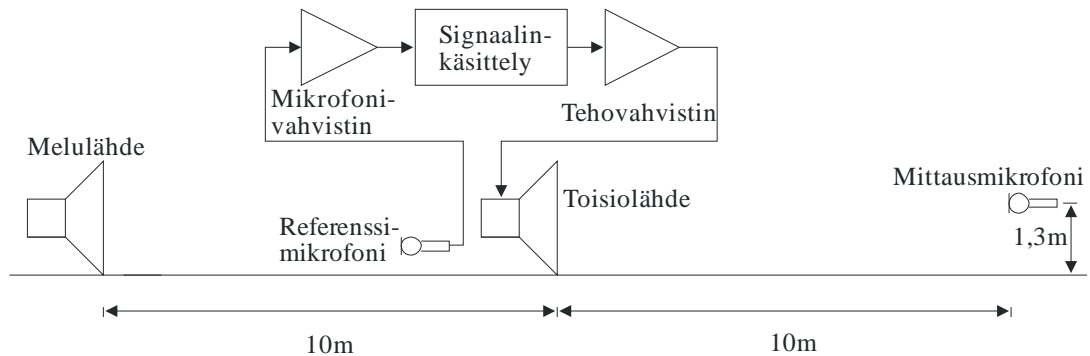
Mikroprosessorin ALU:ssa (Arithmetic Logic Unit) suoritettavat lukujen laskutoimitukset koostuvat digitaalisten numeroiden siirto-, lisäys-, vähennys-, ja vertailuoperaatioista. Laskutoimituksen kesto ja monimutkaisuus riippuu käytetyn ALU:n arkkitehtuurista. Yleisesti, esimerkiksi jakolaskun suorittaminen ALU:ssa vie enemmän suoritusaikaa kertolaskuun verrattuna. FPGA-implementoinnissa voidaan toteuttaa erikoiskäskyjä, joilla jakolaskun suoritus on yhtä nopea kuin kertolasku.

Adaptoituva FIR-suodin voidaan implementoida FPGA-piirille eri tavoin. Toteutustapojen vertailua on tutkittu esimerkiksi lähteessä (Elhossini 2006), jossa Virtex-II -piirille implementoitiin FIR-suodin ja LMS-algoritmi kolmella eri tavalla. Ensimmäisessä toteutustavassa käytettiin FPGA:lle sulautettua MicroBlaze-prosessoriydintä. Toteutus tehtiin täysin ohjelmallisesti C-kielellä. Toisessa toteutuksessa laskennallisesti vaativin osa, eli FIR-suodin, oli hajautettu ohjelmoitavalle logiikalle. Kolmas toteutus oli puhdas piiritason toteutus, jossa suodin sekä algoritmi oli implementoitu ohjelmoitavalle logiikalle. (Elhossini 2006)

Toteutustapojen suorituskykyä oli verrattu kellojaksojen osalta. Esimerkiksi 32 painokertoimen suotimella hajautettu toteutus oli 350 prosenttia ja rautatoteutus 2100 prosenttia nopeampi verrattuna ohjelmalliseen MicroBlaze-toteutukseen. (Elhossini 2006) FPGA-piirillä voidaan saavuttaa huomattava parannus aktiivisessa meluntorjunnassakin käytetyn adaptoituvan suodatuksen nopeudessa, mikäli käytetään sovellukseen optimaalista toteutusta yleiskäyttöisen prosessorin sijaan.

4 KEHITETTY ANC-JÄRJESTELMÄ

LTU:n ANC-projektin sovelluskohteena on ulkotilan meluntorjunta. Projektissa tutkittiin melunvaimennusta yksikanavaisella järjestelmällä, jonka rakenne on kuvassa 4.1. Sovelluskohteesta tekee haastavan vaimennettavan melun luonne, joka voi olla satunnainen ja impulssimainen. Tällaista melua syntyy esimerkiksi ampumaradalla.



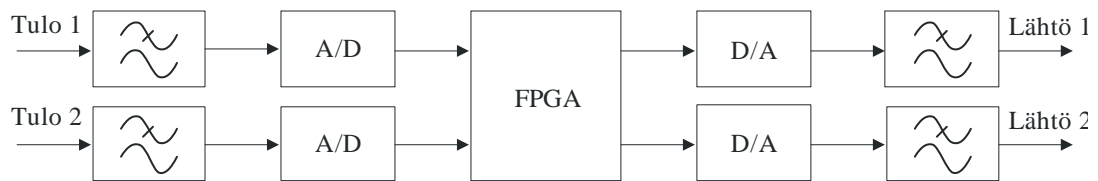
Kuva 4.1. Kehitettävä esimerkkijärjestelmä on yksikanavainen, ulkotilan melunvaimennukseen tarkoitettu, feedforward-järjestelmä. Meluntorjuntajärjestelmän pääkomponentit ovat referenssimikrofoni, signaalinkäsittelylaitteisto, sekä toisiolähteenä käytetty kaiutin.

Järjestelmän pääkomponentit ovat referenssisensori, signaalinkäsittelylaitteisto, sekä vaimentava lähde. Referenssisensorina käytettiin Audio Technica AT3031-kondensaattorimikrofonia sekä ART Pro Audio MicroMIX -mikrofoniesivahvistinta. Vaimentava toisiolähde koostui BMS-4960 -kompressioajurista sekä BMS-2422-eksponentiaalitorvesta. Toisiolähdettä ajettiin Crown-XS500 -tehovahvistimella. Järjestelmän signaalinkäsittelyyn kehitettiin FPGA-pohjainen signaalinkäsittelylaitteisto. Melulähteenä mittauksissa käytettiin toisiolähteen kanssa samanlaista BMS-torvikaiutinta, jolle syötettiin testiherätteitä signaaligeneraattorilla.

Transienttimelun vaimennukseen soveltuu parhaiten kausaalinen feedforward-laitteisto. Impulssimaisen melun lyhytkestoisuus ja satunnaisuus tekee järjestelmän adaptoitumisesta hankalaa. Perinteiset iteroituvat algoritmit eivät kykene adaptoitumaan lyhytkestoisten melutapahtumien aikana. Tämän vuoksi kuvan 4.1 järjestelmässä ei ole lainkaan erosensoria, jota perinteisessä feedforward-järjestelmässä hyödynnetään adaptoitumiseen.

4.1 Signaalinkäsittelyssä käytetyt komponentit

Kuvan 4.1 järjestelmän kehitykseen suunniteltiin FPGA-pohjainen signaalinkäsittelylaitteisto. Laitteisto on koottu Memec Design Virtex-II V2MB1000-FPGA-kehityskortin ympärille. Lisäksi FPGA-korttiin suunniteltiin analoginen lisäkortti, joka toimii ulkoisten analogisten signaalien ja digitaalisen signaaliprosessorin rajapintana. Signaalinkäsittelylaitteiston lohkokaavio on kuvassa 4.2.

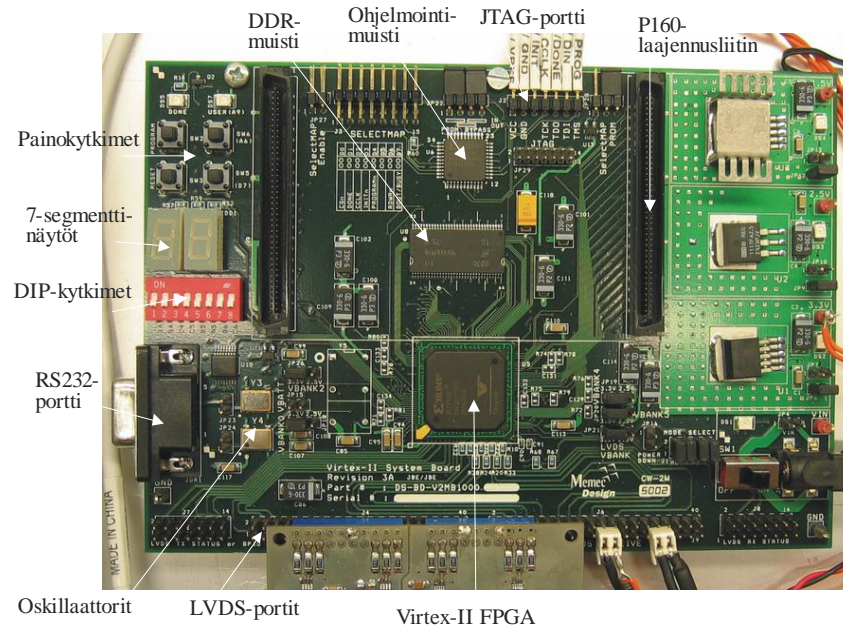


Kuva 4.2. Kehitetyn signaalinkäsittelylaitteiston lohkokaavio. Laitteisto koostuu FPGA-piirin sisältävän kehityskortin lisäksi analogiset liitännät tarjoavasta lisäkortista.

Kuvan 4.2 signaalinkäsittelylaitteiston prosessorina toimii FPGA-piiri. Laitteistossa on kaksi analogista tuloa ja lähtöä. ANC-käytössä yksi tulosignaali saadaan ANC-järjestelmän referenssimikrofonilta. Signaalinkäsittelyn on tuotettava vaste tälle signaalille reaaliajassa. Laitteiston toista tuloa voidaan käyttää tarvittaessa erosignaalille.

4.1.1 FPGA-kehityskortti

Kuvassa 4.3 on signaalinkäsittelyssä käytetty Memec Design Virtex-II V2MB1000-kehityskortti. Seuraavassa tutustutaan Virtex-II V2MB1000 -kehityskortin tarjoamiin ominaisuuksiin. Kortin tärkeimmät ominaisuudet ja liitännät on lueteltu myös kuvassa 4.3.



Kuva 4.3. Tutkittavan ANC-järjestelmän signaalinkäsittelyssä käytetty Memec Design Virtex-II FPGA -kehityskortti. (kuva: Jan Palviainen)

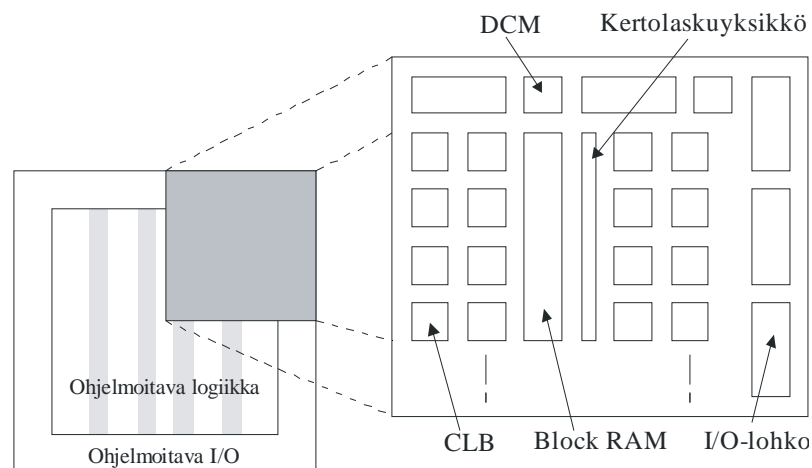
Kehityskortti sisältää miljoonan järjestelmälohkon Xilinx Virtex-II XC2V1000-4FG456G -FPGA-piirin. Lisäksi kortti tarjoaa ulkoisen 32 megabitin DDR-muistin, sekä kaksi oskillaattoria. Oskillaattoreista käyttäjällä on valittavana piirille 100 MHz:n tai 24 MHz:n kello-signaalit. Myös ulkoisen kello-signaalin käyttäminen on mahdollista. Kortin käyttöliittymään kuuluu kaksinumeroinen 7-segmenttinäyttö, kaksi painonappia, yksi led, sekä kahdeksannapainen DIP-valintakytkin. Ulkoisina liitäntöinä kortilta löytyy RS232-rajapinta, kaksisuuntainen 16-bittinen LVDS-portti (Low Voltage Differential Signaling) ohjaussignaaleineen, sekä P160-laajennuskorttiliitin. (Xilinx 2002)

Kehityskortilta löytyvä LVDS-portti on tarkoitettu nopeiden sarjamuotoisten tietoliikenneväylien kehitystä varten. Virtex-II FPGA:n I/O-lohkot kykenevät ajamaan väylää suoraan ilman ulkoista sovitusta. (Xilinx 2002) Kehityskortilla LVDS-liittimet on johdotettu suoraan FPGA-piirin I/O-lohkoihin, lukuun ottamatta tulopuolen terminointivastuksia. Näin LVDS-portin nastoja voidaan käyttää myös tavallisina I/O-nastoina. Lisäkortin piirilevyn yksinkertaistamiseksi lisäkortti suunniteltiin liitettäväksi LVDS-liittimiin P160-laajenusliittimen sijaan. LVDS-liitäntänopeus on lisäkortille riittävä, vaikkei portin mahdollistamaa differentiaalista signalointia hyödynnetä.

Virtex-II:n I/O-nastat voidaan valita toimimaan joko 2,5 tai 3,3 voltin logiikkatasoilla. I/O-nastat on jaettu kahdeksaan eri lohkoon, joista jokainen voidaan konfiguroida erikseen. (Xilinx 2002) I/O-nastat asetettiin toimimaan 3,3 voltin logiikkatasolla, joka on yhteensopiva lisäkortin piirien logiikkatasojen kanssa. Kaikki lisäkortin piirit kykenevät rail-to-rail -toimintaan, jolloin piirien referenssi- ja käyttöjännitteinä voidaan käyttää samaa logiikkatason suuruista jännitettä. Samalla lisäkortin kytkentä yksinkertaistuu, sillä kortille tarvitaan vain yksi jännitelähde.

4.1.2 Virtex-II FPGA

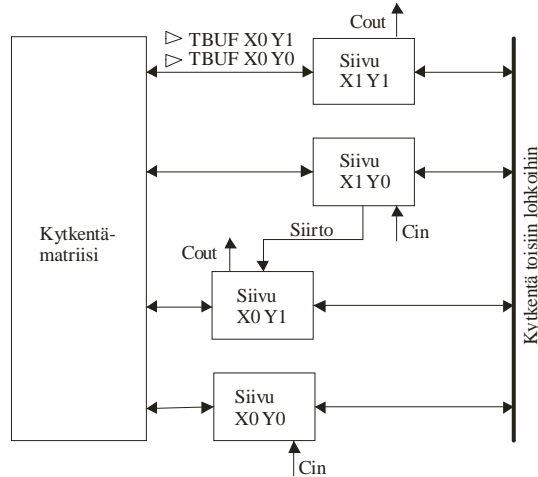
Memec Design V2MB1000 -kehityskortilta löytyvä Virtex-II FPGA -piiri sisältää logiikan muodostukseen miljoona ohjelmoitavaa järjestelmälohkoa. Piirin koteloinnissa on 456 nastaa. Virtex-II:n rakenne on kuvassa 4.4.



Kuva 4.4. Virtex-II FPGA-piirin rakenne. Piirin logiikka muodostetaan erilaisten ohjelmoitavien lohkojen avulla, joita yhdistää piirin sisäinen kytkentä. I/O-lohkot toimivat piirin sisäisen logiikan ja kotelointinastojen rajapintana. (kuva: Xilinx 2005)

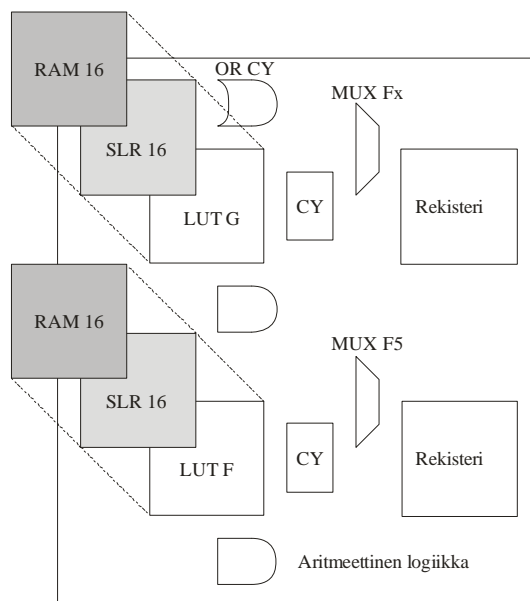
Piiri koostuu erilaisista ohjelmoitavista lohkoista, joita yhdistää piirin sisäinen kytkentä. Pääelementteinä toimivat CLB-lohkot (Configurable Logic Block) sekä I/O-lohkot. Ohjelmoitavat logiikkalohkot (CLB) muodostavat pääosin piirin logiikan. I/O-lohkot toimivat rajapintana sisäisen logiikan ja piirin kotelointinastojen välillä. Näiden lisäksi Virtex-II sisältää erillisiä muistilohkoja (Block RAM), kertolaskuyksiköitä, sekä DCM-lohkoja (Digital Clock Manager). DCM-lohkot toimivat kellojakajina sekä -kertojina ja huolehtivat lisäksi kelloviiveestä ja -vaiheesta. (Xilinx 2005)

Kuva 4.5 esittää Virtex-II:n logiikkalohkon (CLB) rakennetta. Logiikkalohkot koostuvat neljästä siivusta (slice). Siivut on jaettu kahteen ryhmän, joista molemmilla on oma ylivuotologiikka. Logiikkalohkot ovat yhteydessä piirin sisäiseen kytkentään kytkeämatriisiin avulla. (Xilinx 2005)



Kuva 4.5. Virtex-II FPGA -piirin logiikkalohkon rakenne. Lohko koostuu neljästä siivusta, jotka on jaettu kahteen ryhmään. (kuva: Xilinx 2005)

Logiikkalohkon sisältämän yksittäisen siivun rakenne on kuvassa 4.6 Jokainen siivu sisältää kaksi nelituloista funktiogeneraattoria, ylivuotologiikan, aritmeettisia logiikkalohkoja, ottovalitsimia, sekä kaksi muistielementtiä. Funktiogeneraattorit voivat muodostaa nelituloisen hakutaulun (LUT, Look-Up Table), 16-bittisen muistielementin (SelectRAM) tai 16-bittisen muuttuvapituisen siirtorekisterin. (Xilinx 2005)

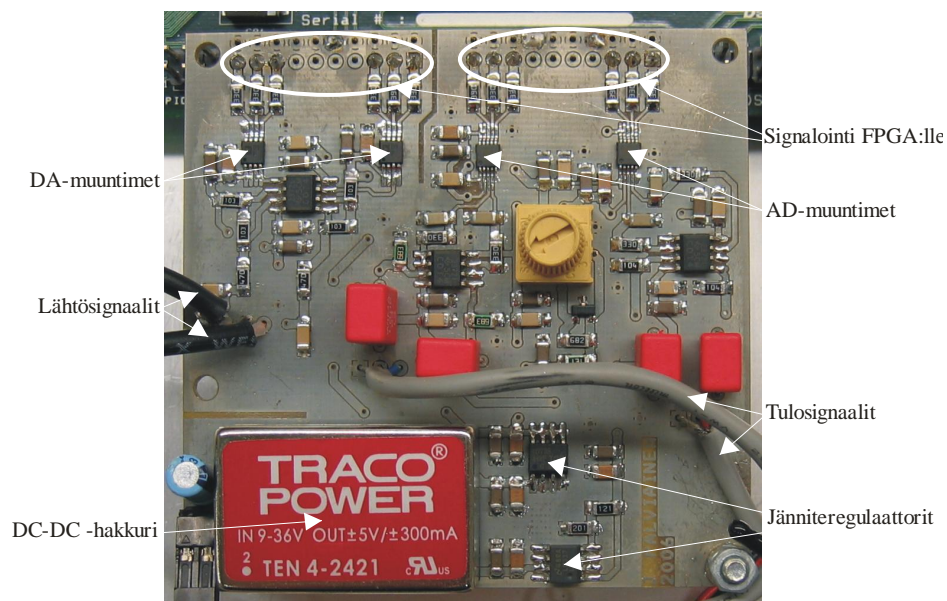


Kuva 4.6. Virtex-II FPGA -piirin logiikkalohkossa sijaitsevan siivun rakenne. (kuva: Xilinx 2005)

Lisäksi Virtex-II -piiriltä löytyy 40 erillistä kertojalohkoa. Kertojalohkot ovat 18x18-bittisiä ja ne käyttävät kahdenkomplementtimuotoa. Erillisten kertojalohkojen etu on niiden nopeus verrattuna siivuista muodostettuihin kertojiin. Piiriltä löytyy samoin 40 kappaletta 18kb:n Block RAM-muistilohkoa, jotka on tarkoitettu käytettäväksi kertojalohkojen kanssa. (Xilinx 2005)

4.2 Analoginen laajennuskortti

Käytetyllä FPGA-kehityskortilla ei ole analogisia liitäntöjä. Tämän vuoksi FPGA-kehityskortille suunniteltiin AD- ja DA-muuntimet sisältävä lisäkortti, joka toimii rajapintana analogisille äänisignaaleille. Lisäkortti on kaksikanavainen tarjoten käyttäjälle kaksi analogista tuloa ja lähtöä. Laajennuskortti on kuvassa 4.7.



Kuva 4.7. FPGA-kehityskortille suunniteltu analogiset liitännät tarjoava lisäkortti. Kortti mahdollistaa analogisten signaalien liittämisen Virtex-II -kehityskorttiin. (kuva: Jan Palviainen)

Seuraavassa esitetään laajennuskortin tärkeimmät ominaisuudet sekä suunnitteluun liittyviä asioita. Laajennuskortin kytkentäkaaviot ovat liitteessä 1.

4.2.1 Tuloliitännät

Lisäkortin tulopuoli koostuu puskurivahvistimesta, alipäästösuotimesta, sekä AD-muuntimesta. AD-muuntimina käytetään 16-bittisiä Analog Devices AD7687-muuntimia. AD7687 on sulautettuihin laitteistoihin sopiva pienivirtainen muunnin, joka toimii yksipuoleisella 2,3...5.5 voltin käyttöjännitteellä. Maksiminäytteenottotaajuus 2,3...4,5 voltin käyttöjännitteellä on 200 tuhatta näytettä sekunnissa. Lisäksi muunnin on yhteensopiva 1,8...5 voltin logiikkatasojen kanssa. (Analog Devices 2005a)

AD7687-muuntimen tulo toimii differentiaalisesti, jolloin muuntimessa on positiivinen ja negatiivinen tulonasta. Absoluuttinen tuloalue on käyttöjännitteen suuruinen. (Analog Devices 2005a) Lisäämällä molempiin tulonastoihin yhtäsuuri offsetjännite voidaan tuloa käyttää bipolaarisena, koska muunnin näytteistää vain tulonastojen jännite-eroa. Offsetjännitteen tulee olla puolet tuloalueesta. Differentiaaliseksi tuloalueeksi saadaan siten kaksi kertaa käyttöjännite. Tulo voidaan käyttää myös bipolaarisena single-ended -tulona, koska tällöin muuntimen negatiivisessa tulonastassa on vain offsetjännite.

Lisäkortin tulosignaalit puskuroidaan jänniteseuraajien avulla, jotka on muodostettu TLV2372-operaatiovahvistimista. Puskurivahvistimen valinnassa on kiinnitettävä huomiota käytettävän operaatiovahvistimen kohinatasoon. AD7687-muuntimen kohinataso on hyvin alhainen. Tämän vuoksi käytettävän operaatiovahvistimen kohinatasolla on hallitseva merkitys koko järjestelmän kohinatasoon. Analogisen osan kohina voi pudottaa myös digitaalisen signaalinkäsittelyn käyttökelpoista dynaamista aluetta useilla kymmenillä desibeleillä. Tällöin esimerkiksi 16-bittisen AD-muuntimen teoreettisesta 96 desibelin dynaamisesta alueesta voidaan hyödyntää 50...60 dB.

TLV2372-operaatiovahvistimen kaistanleveys on audiotaajuuksille riittävä kaistanleveyden ja vahvistuksen tulon ollessa 2,4 MHz. Audiotaajuuksille suositellaan seurantanopeudeksi (slew rate) vähintään 1,5 V/μs. TLV2372:n 2 V/μs seurantanopeus on siten riittävä audiotaajuuksille. Kohinataso sen sijaan on suurehko sen ollessa 39 nV/sqrt(Hz). (Texas Instruments 2005) Puskurivahvistimelle suositellaan kohinatasoksi 1,5 nV/sqrt(Hz), (Analog Devices 2005a). Lähes kaikkien operaatiovahvistimien, kuten

TLV2372:n, säröominaisuudet ovat hyvät. TLV2372:ssa harmoninen kokonaissärö yksikkövahvistuksella on 0,02 %, (Texas Instruments 2005).

AD-muunnin käyttää ulkoista referenssjännitettä tuloalueen skaalaukseen. Maksimireferenssjännite on käyttöjännitteen suurin. Tuloalue skaalataan siten, että referenssjännite vastaa suurinta digitaalikoodia AD-muuntimen lähdössä. (Analog Devices 2005a) Lisäkortilla referenssjännitettä voidaan säätää LM4041-tarkkuusreferenssipiirillä, jonka pitojännitteen toleranssi on $\pm 0,1$ %. Lisäksi LM4041 on pienikohinainen, tyypillisen kohinatason ollessa $20 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$ taajuusalueella 10...10000 Hz. (National 2005) Lisäkortin kytkennässä AD-muuntimien referenssjännitettä voidaan muuttaa säätövastuksen avulla. Säätöalue on 1,24...3,00 voltia. Säädettävällä referenssjännitteellä voidaan signaalinkäsittelyn dynaaminen alue hyödyntää parhaiten tulojännitteen tason mukaan.

LM4041-jännitereferenssipiirillä on pieni dynaaminen impedanssi, minkä vuoksi se kykenee pitämään jännitteen vakaana nopeillakin kuormituksen muutoksilla. Lisäksi piirissä on lämpötila-ajautumaa kompensoiva tekniikka, mikä estää pitojännitteen muutokset eri lämpötiloissa. LM4041-piiriä on helppo käyttää, sillä se pysyy vakaana kapasitiivisillakin kuormilla ilman ulkoisia suodinkondensaattoreita. (National 2005) Lisäkortilla referenssjännitteen syöttö varmistettiin kondensaattoreilla, sillä referenssipiiri syöttää kahta AD-muunninta. Tällöin referenssipiirin etäisyys syötettäviin AD-muuntimiin kasvaa helposti, mutta erilliset kondensaattorit voidaan sijoittaa syötettävien muuntimien läheisyyteen.

4.2.2 Lähtöliitännät

Lisäkortin lähtöpuoli koostuu itse DA-muuntimen lisäksi vahvistimesta sekä rekonstruointisuotimesta. DA-muuntimina käytetään Analog Devices AD5662-muuntimia, joka on pienivirtaisiin laitteisiin suunniteltu 16-bittinen muunnin. AD5662 toimii yksipuoleisella 2,7...5,5 voltin käyttöjännitteellä ja on yhteensopiva eri logiikkatasojen kanssa, (Analog Devices 2005b).

AD5662-muunnin käyttää ulkoista jännitereferenssiä lähtöalueen määrittämiseen. Referenssijännitteen ominaisuudet, kuten kohina ja ajautumat, näkyvät suoraan lähtöjännitteessä, jolloin referenssijännitteen laatuun on kiinnitettävä erityistä huomiota. Valmistajan mukaan AD5662-muuntimen käyttöjännitteenä voidaan käyttää referenssijännitettä pienivirtaisuuden ja rail-to-rail-toiminnan ansiosta, (Analog Devices 2005b). Toisaalta riittävän laadukasta käyttöjännitettä voidaan käyttää myös referenssijännitteenä. Lisäkortilla DA-muuntimien referenssinastat onkin sidottu käyttöjännitteeseen, joka on siten myös lähtöjännitealue.

AD5662 tukee ohjelmallisesti hallittavia virransäästötiloja (power down modes). Normaalitoiminnan lisäksi AD5662:ssa on kolme erilaista virransäästötilaa, joita hallitaan 18-bittisen siirtorekisterin kahdella ensimmäisellä bitillä, bitit DB17 ja DB16. Virransäästötilojen erona on piirin lähtöimpedanssi, joksi voidaan valita 1 tai 100 kilo-ohmia. Lisäksi lähtö voidaan jättää kelluvaksi (open circuited). (Analog Devices 2005b) Taulukossa 4.1 on AD5662:n toimintatilan määräytyminen ohjausbittien mukaan. Lisäkortilla muuntimia käytetään normaalitilassa, sillä virransäästötilojen hyödyntämiseen ei ole tarvetta.

Taulukko 4.1. AD5662:n toimintatilan määräytyminen ohjausbittien mukaan. (Analog Devices 2005b)

DB17	DB16	Toimintatila
0	0	Normaali
0	1	Virransäästö, 1 kohm
1	0	Virransäästö, 100 kohm
1	1	Virransäästö, kelluva

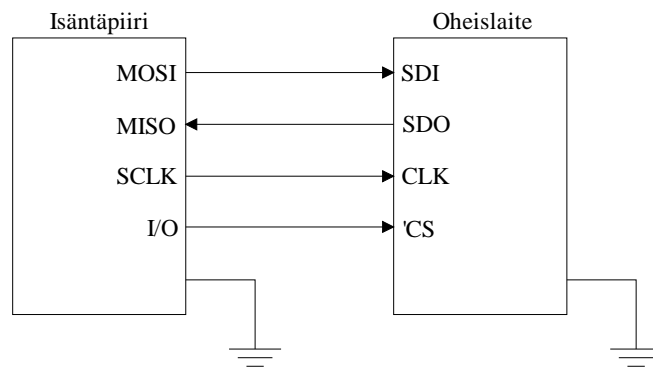
Lisäkortin lähtöjen vahvistimet on muodostettu TLV2372-operaatiovahvistimista. Rekonstruointisuotimena on ensimmäisen asteen passiivinen alipäästösuodin. Rekonstruointisuodin on tarkoituksellisesti yksinkertainen, jotta laitteisto olisi mahdollisimman vaihelineaarinen käyttötaajuuksilla. Lisäkortin lähtöliitännät ovat bipolaarisia single-ended -tyyppisiä.

4.2.3 Signaointi

Sarjamoitoista tiedonsiirtoa suositaan monissa sovelluksissa yksinkertaisen johdotuksen vuoksi. Mikropiirien kasvaneen nopeuden myötä, siirtonopeus riittää

sarjamuotoisena mittaussovellusten lisäksi myös esimerkiksi audiosovelluksiin. Suurilla sananpituuksilla sarjamuotoisen signaloinnin taajuudet voivat nousta jopa useisiin megahertseihin. Tällöin myös piirien siirtorekistereiden tulee kyetä lukemaan ja kirjoittamaan tällä taajuudella. (MCT P&S 2004)

SPI-protokolla (Serial Peripheral Interface) on yksinkertainen sarjamuotoinen protokolla, jota käytetään sulautetuissa järjestelmissä mikroprosessorin ja oheislaitteen väliseen tiedonsiirtoon. Oheislaitteena voi toimia esimerkiksi muistipiiri tai AD- tai DA-muunnin. Myös lisäkortin AD- ja DA-muuntimet ovat yhteensopivia SPI-protokollan kanssa, jolloin SPI-protokollaa voidaan käyttää FPGA-piirin ja muuntimien signaloinnissa. Kuvassa 4.8 on SPI-protokollan peruskytkentä. (Catsoulis 2005)



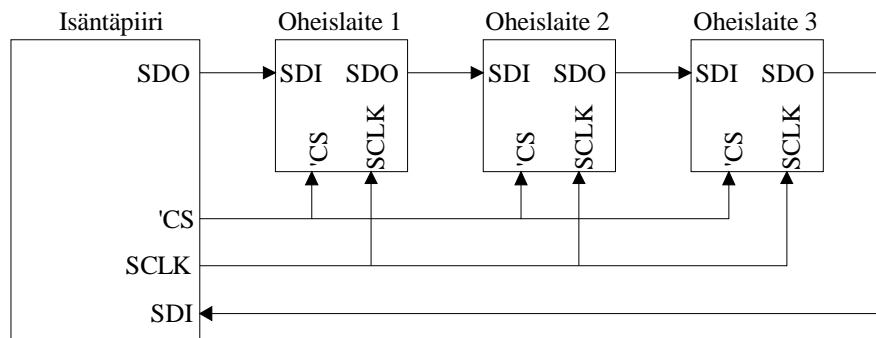
Kuva 4.8. SPI-protokollan isäntäpiirin ja oheislaitteen peruskytkentä. Kaksisuuntaisessa tiedonsiirrossa käytetään kahta datalinjaa (MOSI, MISO), joiden lisäksi synkronointiin tarvitaan kellosignaali (SCLK) ja valintesignaali ('CS). (kuva: Catsoulis 2005)

Protokollassa on määritelty neljä signaalia. Datalinjoina toimivat MOSI (Master Out Slave In) ja MISO (Master In Slave Out), jotka voivat olla nimetty myös tunnuksilla SDI (Serial Data In) ja SDO (Serial Data Out). Tiedonsiirto on synkronoitu isäntäpiirin tuottamaan SCLK-kellosignaaliin (Serial CLock). Lisäksi oheislaitteet tarvitsevat 'CS-valintesignaalin (Chip Select), joka yhdistetään yleensä johonkin isäntäpiirin vapaana olevaan I/O-nastaan. Oheislaitteiden SDI-linjalta luku ja SDO-linjaan kirjoittaminen tapahtuvat samanaikaisesti, mikä lisää protokollan tehokkuutta. (Catsoulis 2005)

SPI-protokollan datakehys koostuu ohjausbiteistä sekä varsinaisesta datasta. Sarjamuotoinen tiedonsiirto vaatii laitteilta siirtorekisterin, joka toimii rinnakkaismuotoisen sisäinen prosessoinnin ja sarjamuotoisen tiedonsiirron rajapintana.

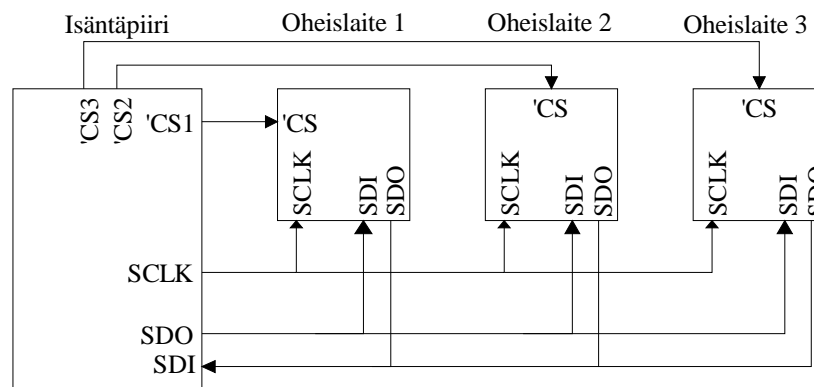
SPI-laitteiden siirtorekisterien pituudet ovat usein kahdeksan bitin monikertoja, mutta myös poikkeuksia löytyy. Tällöin varsinaisen datan lisäksi, joka on kahdeksan bitin monikerta, on datakehukseen lisätty esimerkiksi muutama ohjausbitti. (MCT P&S 2004)

Usean oheislaitteen sarjaankytkenässä oheislaitteet käyttävät samaa 'CS-signaalia. Oheislaitteet nähdään isäntäpiirissä siten yhtenä piirinä. Isäntäpiirin SDO-lähtö kytketään ensimmäisen oheislaitteen SDI-tuloon. Samalla tavalla ketjutetaan muiden laitteiden SDO- ja SDI-signaalit. Kaskadiin kytkennän periaate on kuvassa 4.9. (MCT P&S 2004)



Kuva 4.9. Usean SPI-oheislaitteen kaskadiin kytkentä. Oheislaitteet käyttävät samaa valintasiinaalia, jolloin oheislaitteet nähdään isäntäpiirissä yhtenä piirinä. (kuva: MCT P&S 2004)

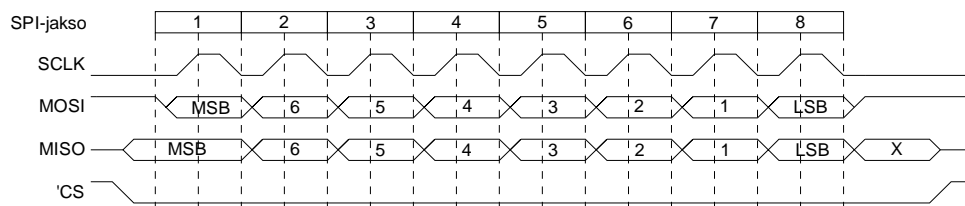
Usean itsenäisen oheislaitteen liittämissä tulee käyttää väyläarkkitehtuuria. Tässä jokaiselle oheislaitteelle on oma 'CS-valintasiinaali, mutta kello- ja data signaalit ovat jaetut. Myös usean isäntäpiirin käyttö on mahdollista. Tällöin väylänvaraus usean isäntäpiirin kesken voidaan tehdä 'CS-signaaleilla tai datakehukseen sisällytetyn osoitteen avulla. Väyläarkkitehtuuriin perustuva kytkentä on kuvassa 4.10. (MCT P&S 2004)



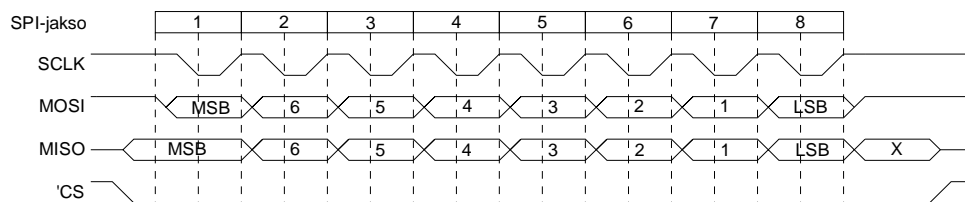
Kuva 4.10. Usean itsenäisen oheislaitteen liittämissä käytetään väyläarkkitehtuuria, jossa oheislaitteilla on jaetut datalinjat. Jokaisella oheislaitteella on itsenäinen valintasiinaali. (kuva: MCT P&S 2004)

Datalinjoille kirjoittimen ja niiltä lukeminen voi tapahtua joko SCLK-kellon nousevalla tai laskevalla reunalla. SDI- ja SDO-linjat voivat olla myös multipleksattu samaan linjaan tai toinen linjoista voi puuttua kokonaan. Näin on esimerkiksi AD- ja DA-muuntimissa. Koska SPI-standardia ei ole tarkkaan määritelty, tulee järjestelmän suunnittelussa edetä laitekohtaisesti. Tärkeitä huomioitavia ominaisuuksia ovat sallitut maksimikellotaajuudet sekä datan synkronointi kello-signaaliin. (Catsoulis 2005)

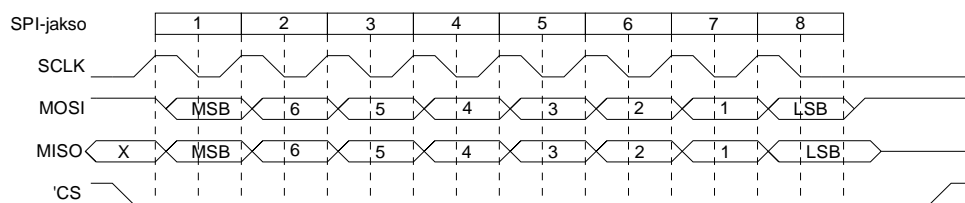
SPI:ssä on määritelty neljä eri toimintamoodia, jotka riippuvat kellon polariteetista sekä vaiheesta. Polariteetilla tarkoitetaan jännitetasoja, joiden mukaan loogiset tilat määritellään. Nollapolariteetilla loogista nollaa vastaa nolla voltia. Vastaavasti polariteetin ollessa yksi, nolla voltia vastaa loogista ykköstä. SPI-protokollan eri toimintamoodien ajoituskaaviot ovat kuvissa 4.11 - 4.14. (Catsoulis 2005)



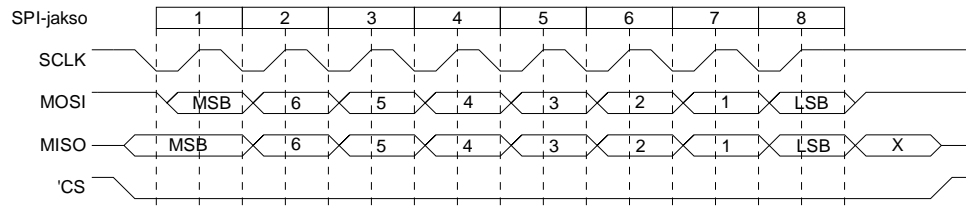
Kuva 4.11. SPI-protokollan ajoituskaavio low-polariteetilla kellon vaiheen ollessa nolla. (kuva: MCT P&S 2004)



Kuva 4.12. SPI-protokollan ajoituskaavio high-polariteetilla kellon vaiheen ollessa nolla. (kuva: MCT P&S 2004)



Kuva 4.13. SPI-protokollan ajoituskaavio low-polariteetilla kellon vaiheen ollessa yksi. (kuva: MCT P&S 2004)



Kuva 4.14. SPI-protokollan ajoituskaavio high-polariteetilla kellon vaiheen ollessa yksi. (kuva: MCT P&S 2004)

Ohjelmoitavilla logiikkapiireillä voidaan järjestelmän oheislogiikka sulauttaa samalle piirille prosessorin kanssa. Myös lisäkortin tarvitseman oheislogiikan toteutuksessa hyödynnettiin FPGA:n joustavuutta. AD- ja DA-muuntimien SPI-signaalointia varten suunniteltiin IP-lohkot, jotka sisältävät siirtorekistereiden lisäksi ohjaussignaalien muodostuksen.

AD7687-muuntimen signalointi toteutettiin kolmen signaalin rajapinnalla. Lisäkortin kanavat ovat täysin erillisiä toisistaan, jolloin kummallekin kanavalle voidaan käyttää omaa IP-lohkoa. AD-muuntimen datakehys koostuu pelkästään kuudestatoista databitistä. Datan koodaustapa on kahdenkomplementtimuotoinen ja kirjoitetaan lähtöön eniten merkitsevä bitti (MSB, Most Significant Bit) ensimmäisenä. AD-muuntimen IP-lohko toteuttaa kuvan 4.11 mukaista signalointia, jossa on käytössä low-polariteetti ja kellon vaihe on nolla.

Myös AD5662-muuntimen signalointi on toteutettu kolmella signaalilla. DA-muuntimen datakehys on 24-bittinen. Se koostuu kuudentoista databitin lisäksi kahdesta ohjausbitistä sekä kuudesta don't care -bitistä. DA-muuntimen IP-lohko muodostavaa 24-bittisen datakehysten, jonka alkuun kirjoitetaan don't care - ja ohjausbiteiksi kahdeksan nollaa. Tällöin muunnin toimii taulukon 4.1 mukaan normaalimoodissa ilman virransäästötilaa. AD-muuntimien tapaan, myös DA-muuntimien IP-lohkot toteuttavat kuvan 4.11 mukaista signalointia.

4.3 Signaalinkäsittelyn toteutus esimerkkijärjestelmässä

Tässä kappaleessa pohditaan kuvassa 4.1 esitetyn esimerkkijärjestelmän signaalinkäsittelyn toteutusta. Järjestelmän sovelluskohteena käytetään ampumarataa, jossa syntyvä melu on satunnaisuuden ja impulssimaisuuden lisäksi voimakastasoista. Melun luonne tulee huomioida signaalinkäsittelyn lisäksi järjestelmän komponenteille asetettavissa vaatimuksissa.

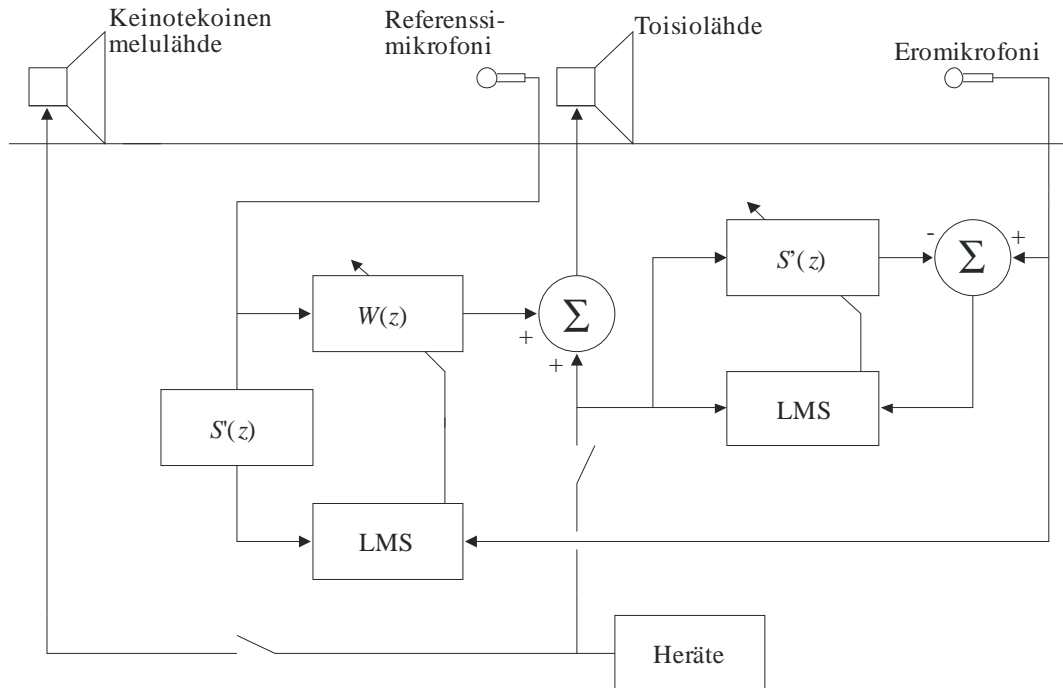
4.3.1 Feedforward-järjestelmä ulkoisella herätteellä

Esimerkkijärjestelmän kaltaista ulkotilan satunnaisen transienttimelun aktiivista vaimennusta pidetään yleisesti epäkäytännöllisenä sovelluskohteena, (Hansen 2001). Satunnaisen transienttimelun sovelluskohteissa signaalinkäsittelyn ongelmaksi muodostuu järjestelmän adaptoituminen. Iteroituvat algoritmit eivät kykene adaptoitumaan lyhytkestoisten melutapahtumien aikana. Lisäksi melun satunnaisuus tuottaa ongelmia, sillä ympäristön ja melulähteen ominaisuudet voivat muuttua melutapahtumien välillä.

Impulssimaisen melun signaalinkäsittelyä helpottaa melutapahtumien samankaltaisuus ja toistuvuus, jolloin vaimentava vastaaäni voidaan tuottaa aikaisempien melutapahtumien perusteella. Tässäkin mielessä ampumarata on ongelmallinen sovelluskohde, sillä peräkkäiset laukausäänet voivat vaihdella voimakkuudeltaan ja kestoltaan. Lisäksi ulkotilan olosuhteet, kuten tuuli, voivat vaihdella hyvin nopeassa tahdissa.

Luvussa 3 esitellyt signaalinkäsittelyn menetelmät soveltuvat jatkuva-aikaiselle melulle. Tästä huolimatta esimerkkilaitteiston signaalinkäsittelyä voidaan suunnitella luvun 3 menetelmien pohjalta, sillä ne ovat hyvin tunnettuja ja toimivia. Vaikka ampumaratakäytössä varsinaiset melutapahtumat ovat satunnaisia ja lyhytkestoisia, voidaan ANC-järjestelmän adaptoituminen tehdä jatkuvalla herätteellä. Adaptoitumiseen tarvittava jatkuva heräte voidaan tuottaa keinotekoisella melulähteellä, joka sijoitetaan primäärimelulähteen läheisyyteen. Kuvassa 4.15 on käytetty kaiutinta keinotekoisena melulähteenä primäärimelulähteen rinnalla. Signaalinkäsittelyssä on

hyödynnetty luvussa 3 esiteltyjä menetelmiä, jolloin kuvan 4.1 järjestelmästä poiketen kuvan 4.15 järjestelmässä on hyödynnetty eromikrofonia.



Kuva 4.15. Signaalinkäsittelyn toteutus tutkitulle esimerkkijärjestelmälle. Järjestelmän adaptoitumiseen käytetään keinotekoiselta melulähteeltä saatavaa herätettä. Herätteen avulla mallinnetaan järjestelmän primääri- ja toisiosuoritotie. Mallinnukseen käytetään adaptoituvaa digitaalista suodatusta. Suodin $W(z)$ mallintaa primäärisuoritotietä ja suodin $S'(z)$ toisiosuoritotietä.

Kuvan 4.15 järjestelmässä adaptoitumiseen käytetään keinotekoisella melulähteellä, eli kaiuttimella, toistettua herätesignaalia. Adaptoitumisen ajaksi järjestelmä kytketään offline-tilaan, jolloin järjestelmän ei ole tarkoitus tuottaa vaimennusta melulle. Adaptoituminen voidaan jakaa kahteen vaiheeseen. Ensimmäisessä vaiheessa suoritetaan toisiosuoritotien $S'(z)$ mallinnus kappaleessa 3.2.5 esitetyn mukaisesti. Tällöin heräte syötetään toisilähteelle ja adaptoituvalle algoritmille, jolloin suodin muodostaa toisiosuoritotien mallin.

Adaptoitumisen toisessa vaiheessa mallinnetaan primäärisuoritotie primääri- ja toisilähteen välillä kappaleen 3.2.4 mukaisesti. Nyt herätesignaali syötetään keinotekoisena melulähteenä toimivalle kaiuttimelle, joka on sijoitettu primäärimelulähteen läheisyyteen. Primäärisuoritotien mallinnuksessa FXLMS-algoritmi

hyödyntää adaptoitumisen ensimmäisessä vaiheessa määritettyä toisiosiirtotien $S(z)$ mallia, jonka kopiolla $S'(z)$ tulosta signaali suodatetaan.

Edellä esitetyllä ratkaisulla järjestelmän ei ole tarkoitus tuottaa vaimennusta adaptoitumisen aikana. Ampumaratakäytössä adaptoituminen voidaan tehdä esimerkiksi taukojen aikana, jolloin melua ei synny ja vaimennus ei ole tarpeen. Adaptoitumisen jälkeen siirtoteiden mallien päivitys voidaan estää, jolloin järjestelmä tuottaa vain vasteen saapuvalla melulle. Adaptoitumiseen käytettävän herätteen tulee olla riittävän laajakaistaista kohinaa, jotta siirtotiet saadaan mallinnettua vaimennettavan melun sisältämille taajuuksille. Ampumaratakäytössä melu on laukausääniä, jolloin herätteen taajuuskaista määräytyy laukausäänien sisältämien taajuuksien mukaan.

Toinen vaihtoehto järjestelmän adaptoitumiseen on käyttää keinotekoista melulähdettä jatkuvasti primäärimelulähteen rinnalla. Adaptoitumiseen käytettävän herätteen ei tarvitse olla voimakastasoista. Tällöin keinotekoinen heräte voidaan syöttää järjestelmään jatkuvasti ilman, että se häiritsee ulkomaailmaa tai ampujia kuulosuojaimien vuoksi.

5 MITTAUKSET

FPGA-pohjaisen signaalinkäsittelylaitteiston suorituskykyä ja soveltuvuutta tutkittavaan ANC-järjestelmään arvioitiin mittaamalla laitteistosta tyypilliset sähköiset suoritusarvot. Lisäksi laitteistoa testattiin käytännössä osana kuvan 4.1 ANC-järjestelmää.

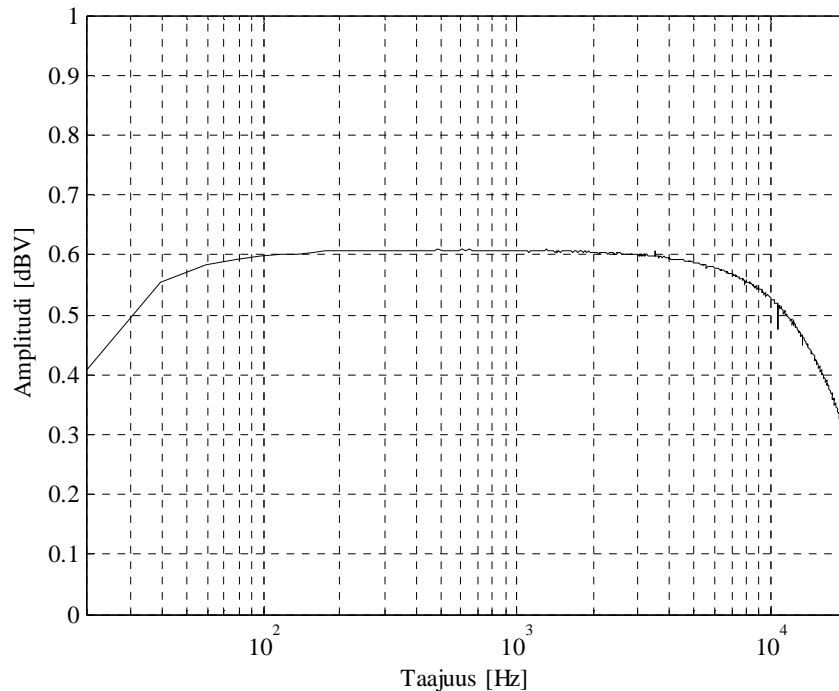
5.1 Sähköiset suoritusarvot

Sähköisistä suoritusarvoista mitattiin vahvistuksen itseisarvovaste, vaihevaste, signaalikohinasuhde, ryhmäkulkuaikaviive ja säröominaisuudet. Suoritusarvojen perusteella voidaan arvioida laitteiston aiheuttamaa signaalinvääristymistä ja signaalinkäsittelyyn lisäämää viivettä.

Mittaukset suoritettiin signaalinkäsittelylaitteiston yhdelle kanavalle. Laitteisto muodosti signaalille yksinkertaisen input-output -mallin, eikä signaalia prosessoitu lainkaan. FPGA-piiri lisäsi signaaliin yhden näytejakson suuruisen viiveen. Näytetaajuus AD- ja DA-muuntimella oli 192 kHz. Mittaukset suoritettiin Rohde & Schwartz UPD Audio Analyzer mittalaitteella.

5.1.1 Taajuus- ja vaihevaste

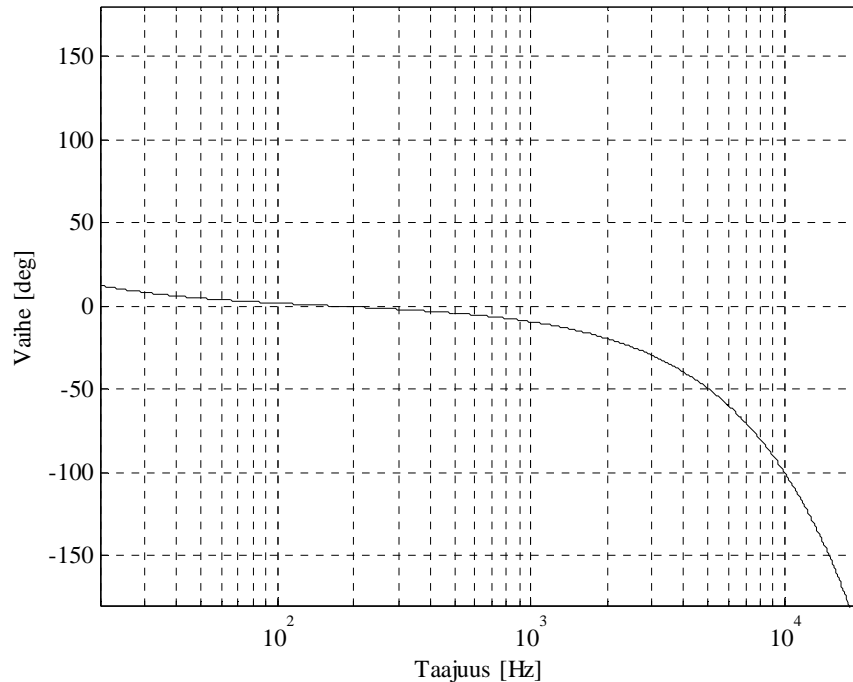
Ihmisen kuuloalue kattaa likimain taajuudet kahdestakymmenestä hertsistä kahteenkymmeneen kilohertsiin. Audiolaitteiden ominaisuuksista ollaan erityisesti kiinnostuneita kuuloalueen taajuuksilla. Myös kehitetyn signaalinkäsittelylaitteiston suoritusarvot, kuten taajuus- ja vaihevaste, mitattiin taajuusalueella 20...20000 Hz. Tulojännitteenä mittauksessa käytettiin 1 V_{RMS} jännitettä ja mittalaitteen syöttöimpedanssi oli 5 ohmia. Audioanalysointorilla mitattu taajuusvaste on kuvassa 5.1 ja vaihevaste kuvassa 5.2.



Kuva 5.1. Signaalinkäsittelylaitteiston taajuusvaste taajuusalueella 20...20000 Hz. Taajuusvaste vaimenee taajuusalueen ääripäissä korkeintaan 0,3 desibeliä, mutta on erittäin tasainen tärkeimmillä käytettävillä taajuuksilla kilohertsin tuntumassa.

Audiolaitteiden taajuusvasteet pysyttelevät tyypillisesti puolen desibelin rajoissa määritetyllä 20...20000 Hz taajuusalueella. Kuvasta 5.1 nähdään signaalinkäsittelylaitteiston taajuusvasteen vasteen vaimenevan kyseisen taajuusalueen ääripäissä korkeintaan 0,3 desibeliä, mitä voidaan pitää hyvänä tuloksena audiolaitteelle.

Aktiivisessa meluntorjunnassa sovelletaan tyypillisesti taajuuksia muutamasta sadasta hertsistä kilohertsiin. Näillä taajuuksilla signaalinkäsittelylaitteiston taajuusvaste on erittäin tasainen. Koko ANC-järjestelmän kannalta voidaan todeta signaalinkäsittelylaitteiston vääristävän taajuusvastetta merkityksettömän vähän verrattuna esimerkiksi yleisimpiin kaiuttimiin, joiden taajuusvasteissa on useiden desibelien vaihtelua.

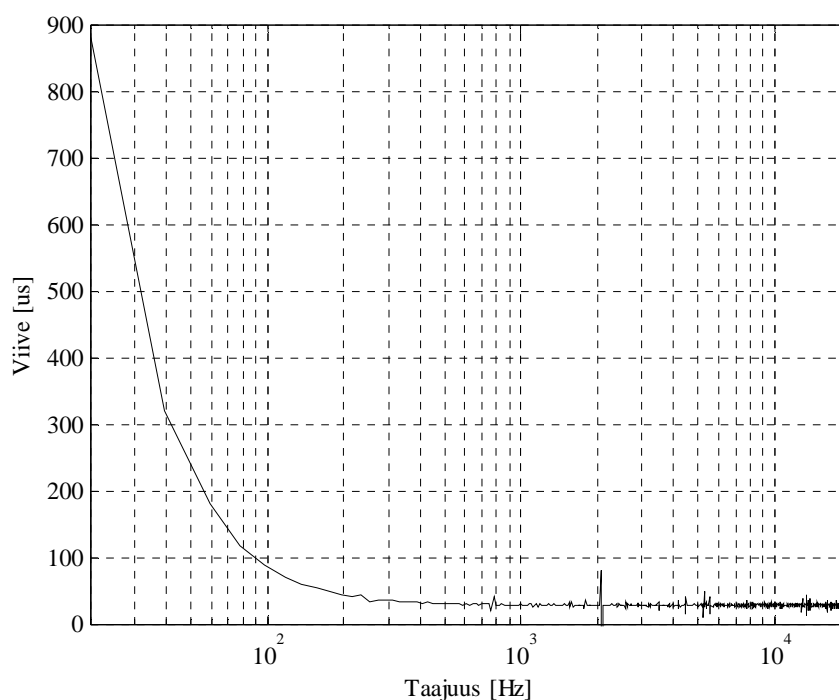


Kuva 5.2. Signaalinkäsittelylaitteiston vaihevaste taajuusalueella 20...20000 Hz. Vaihesiirto kasvaa suurilla taajuuksilla kohden huomattavasti, mutta tärkeimmillä käytettävillä taajuuksilla 0,1...1 kHz vaihesiirto kasvaa vain kymmenen astetta.

Kuvasta 5.2 nähdään vaihesiirron kasvavan tärkeimmällä käytettävällä taajuusvälillä 0,1...1 kHz noin kymmenen astetta. Tämä ei ole kovin suuri muutos, mutta pelkän sähköisen osan vaihekuvaajan perusteella on mahdotonta tehdä päätelmiä koko järjestelmän vaihekäyttäytymisestä. Vaihemittauksen osalta voidaan kuitenkin todeta signaalinkäsittelylaitteiston yksittäisenä osana soveltuvan kehitettyyn ANC-järjestelmään, mikäli järjestelmää sovelletaan kapealla taajuusalueella.

5.1.2 Ryhmäkulkuaikaviive

Signaalinkäsittelylaitteiston ryhmäkulkuaikaviive mitattiin samoin kriteerein kuin taajuus- ja vaihevaste. Laitteiston kulkuaikaviive taajuuden funktiona on kuvassa 5.3.



Kuva 5.3. Signaalinkäsittelylaitteiston kulkuaikeviive taajuusalueella 20...20000 Hz. Viive sisältää myös AD- ja DA-muuntimien sekä signaalinkäsittelyyn kuluvan yhden näytejakson suuruiset viiveet.

Kuvan 5.3 kulkuaikeviive sisältää myös FPGA-piirin kulkuaikeaan lisäämään viiveen. Tässä on oletettu signaalinkäsittelyn tapahtuvan yhden näytejakson aikana. Viive AD-muuntimelta DA-muuntimelle on noin kolme näytejaksoa. Tällöin 192 kHz näytetaajuudella digitaaliseksi viiveeksi saadaan noin 15,6 mikrosekuntia, joka on huomattava osa kuvan 5.3 kokonaisviiveestä esimerkiksi jo kilohertsin taajuudella.

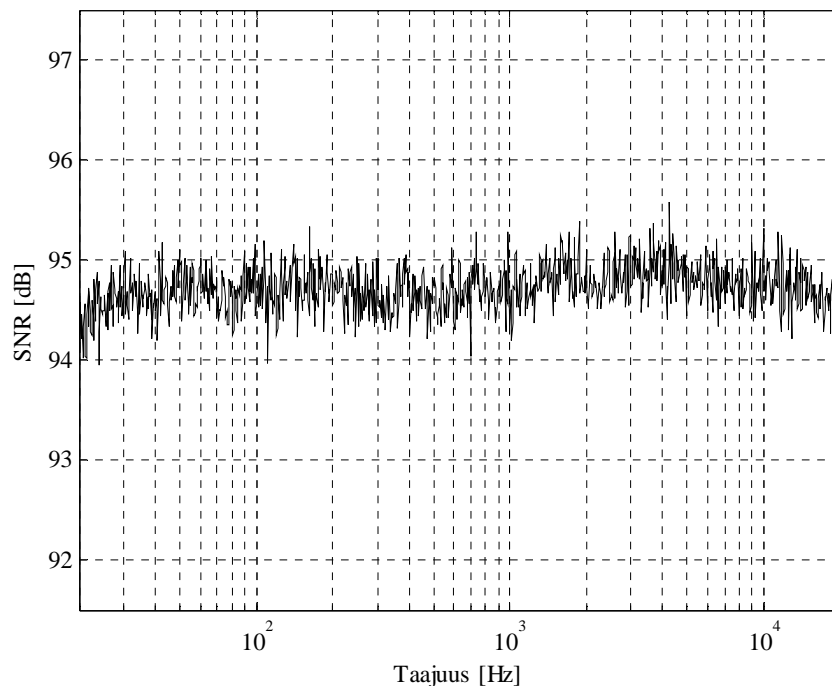
Laitteiston kulkuaikeviive kasvaa huomattavasti pieniä taajuuksia kohden. Kulkuaikeviive tulee huomioida ANC-järjestelmässä referenssi- ja toisiolähteen sijoitusetäisyydessä. Sijoituksella tulee taata signaalinkäsittelyn kausaalisuus ja reaaliaikaisuus, jotka toteutuvat ANC-järjestelmän viiveen ollessa pienempi kuin äänen kulkuaikeviive primäärisiirtotiellä.

Mitattu sähköinen kulkuaikeviive ei anna tietoa koko ANC-järjestelmän vasteajasta. Tyypillisesti signaalinkäsittelyn osuus on pieni järjestelmän kokonaisviiveestä. Kokonaisviive referenssilähteeltä toisiolähteelle voi olla jopa 3...10 ms. Usein suuri osa kokonaisviiveestä syntyy referenssi- ja toisiolähteissä. (Hansen 2001) Kuvan 5.3

mukaan signaalinkäsittelylaitteiston viive on pieni ANC-järjestelmien tyypillisiin kokonaisviiveisiin verrattuna.

5.1.3 Signaalikohinasuhde

Ammattilaisaudiolaitteiden signaalikohinasuhde (SNR, Signal to Noise Ratio) määritetään usein käyttäen A-painotussuodinta. Painotussuotimen käyttö parantaa usein mittaustulosta, sillä A-painotussuodin voi esimerkiksi vaimentaa laitteessa tietyillä taajuuksilla esiintyviä huminakomponentteja. (Bohn 2000) Myös signaalinkäsittelylaitteiston signaalikohinasuhde mitattiin A-painotettuna käyttäen 1,5 V_{RMS} tulojännitettä. Mittaus suoritettiin taajuusalueella 20...20000 Hz. Tulos on esitetty kuvassa 5.4.



Kuva 5.4. Signaalinkäsittelylaitteiston signaalikohinasuhde 1,5 V_{RMS} tulojännitteellä taajuusalueella 20...20000 Hz. Signaalikohinasuhde on yli 94 dB mitatulla taajuusalueella.

Signaalikohinasuhde on yli 94 dB koko taajuusalueella. Käytetyt 16-bittiset AD-muuntimet mahdollistavat teoriassa digitaalisen osan dynaamiseksi alueeksi 96 dB. Mittaustuloksen perusteella analoginen osan kohina rajoittaa digitaalisen osan dynaamista aluetta muutamalla desibelillä kyseisellä tulosignaalityöllä.

5.1.4 Harmoninen kokonaissärö

Harmoninen kokonaissärö (THD, Total Harmonic Distortion) mitattiin 1 V_{RMS} tulojännitteellä. Perustaajuus oli 1 kHz ja sen harmoniset komponentit mitattiin yhdeksänteen asti. Harmonisten komponenttien osuudet määritetään perustaajuuden ja komponenttien RMS-jännitteiden suhteena. Tulos ilmoitetaan prosentteina. Mittauksia suoritettiin kolme kappaletta ja niiden tuloksista laskettiin keskiarvo. Särökomponenttien osuudet ovat taulukossa 5.1. Harmoniseksi kokonaissäröksi mittauksessa saatiin 0,241 %.

Taulukko 5.1. Harmonisen kokonaissärön taajuuskomponentit 1 V_{RMS} tulojännitteellä. Perustaajuus on 1 kHz ja harmoniset komponentit on esitetty yhdeksänteen asti.

Komponentti	Taajuus [Hz]	%-osuus
Perustaajuus	1000	100,000
2.	2000	0,037
3.	3000	0,008
4.	4000	0,029
5.	5000	0,050
6.	6000	0,092
7.	7000	0,126
8.	8000	0,123
9.	9000	0,118

Harmoninen kokonaissärö on suurehko verrattuna tyypillisiin audiolaitteisiin. Osasy tähän ovat lisäkortilla käytetyt ensimmäisen asteen suotimet, joita käytettiin laskostumisenesto ja rekonstruointisuotimina. Ensimmäisen asteen suodinten käyttöä perusteltiin vaihekäyttäytymisen perusteella, sillä signaalinkäsittelylaitteistossa haluttiin välttyä suurelta vaihesiirrolta tärkeimmillä käytettävillä taajuuksilla. Varsinkin rekonstruointisuotimen pienen kertaluvun ja korkean rajataajuuden vuoksi, signaalin kvantittuminen näkyy lähtösignaalissa, mikä kasvattaa säröä.

5.1.5 Keskeismodulaatiosärö

Keskeismodulaatiosäröä (IMD, Intermodulation Distortion) voidaan pitää audiolaitteissa haromista kokonaissäröä merkittävämpänä ominaisuutena. Keskeismodulaatiosärö antaa särökomponenttien osuuden, jotka eivät ole harmonisessa

suhteessa päätaajuuteen. Audiolaitteissa juuri nämä särökomponentit saavat laitteen kuulostamaan epämiellyttävältä. (Bohn 2000)

Signaalinkäsittelylaitteen keskeismodulaatiosärö mitattiin tulosignaalilla, joka sisältää epäharmonisessa suhteessa olevat 60 hertsin ja 7 kilohertsin taajuudet. Taajuuskomponenttien amplitudien suhde on 4:1. Mittauksia suoritettiin kolme kappaletta, joiden tuloksista laskettiin keskiarvo. Keskeismodulaatiosärön komponentit ovat taulukossa 5.2. Kokonaiskeskeismodulaatiosäröksi saatiin 4,139 %.

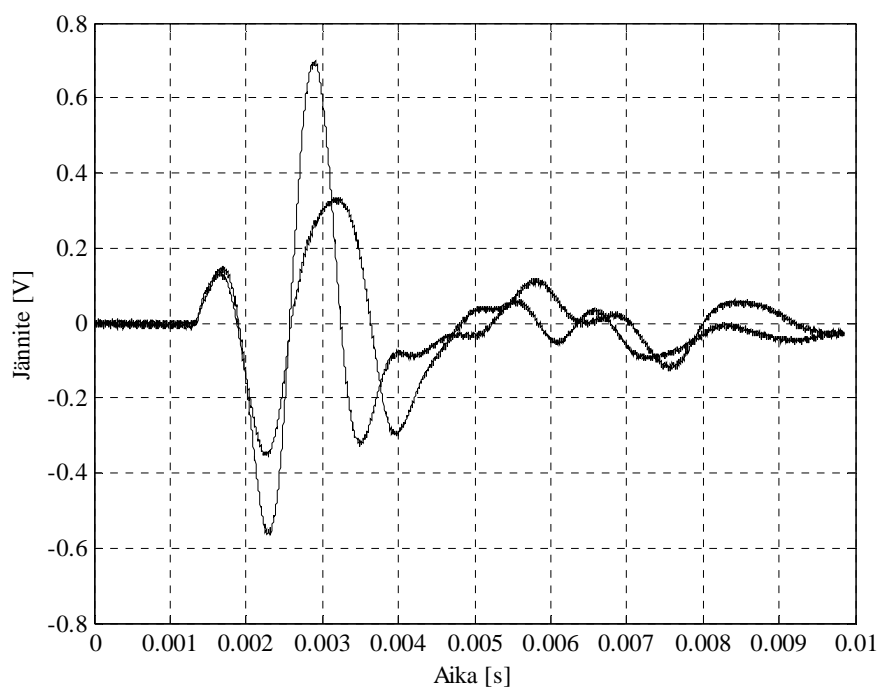
Taulukko 5.2. Keskeismodulaatiosärön taajuuskomponentit. Tulosignaalin sisältämät taajuudet ovat 60 Hz ja 7 kHz, joiden amplitudien suhde on 4:1.

Taajuus [Hz]	%-osuus
60	395,643
6880	1,487
6940	1,569
7000	100,000
7060	1,564
7120	1,486

Vaikka laitteiston säröominaisuuksia voidaan pitää suurehkoina, tulee muistaa, että suunnittelussa on tehty kompromisseja laitteiston sovelluskohdetta varten. Signaalin laadusta on tingitty, jotta laitteisto soveltuu vaihekäyttäytymisen osalta paremmin osaksi aktiivista meluntorjuntalaitteistoa.

5.2 Kokeelliset mittaukset

Signaalinkäsittelylaitteistoa testattiin myös käytännössä osana kuvan 4.1 laitteistoa. Mittaus suoritettiin ulkona hiekkakentällä. Herätesignaalinä laitteistolle käytettiin 1 kHz:n taajuista siniaallon jaksoa. Mittauksissa laitteisto toimi säädettävänä viiveenä, jonka avulla vaimentava signaali toistettiin vastakkaisessa vaiheessa melusignaaliin nähden. Kuvassa 5.5 on esitetty mittauspaikalta havaittu testiheräte ajan funktiona laitteiston ollessa päällä ja pois päältä. Kuvaajan pystyasteikolla on mikrofonin jännite voltteina.



Kuva 5.5. Mikrofonilla havaittu testiherätteenä käytetty 1 kHz:n siniaallonjakso ANC-laitteiston ollessa päällä ja pois päältä. Kuvaajan pystyakselilla on mikrofonin jännite ja vaaka-akselilla aika. ANC-laitteiston ollessa päällä mikrofonin jännitteen huippuarvo likimain puolittuu, mikä tarkoittaa noin 6 dB:n vaimennusta.

Ilman vaimennusta mikrofonin jännitteen nähdään olevan suurimmillaan noin 0,7 voltia ja vaimennuksen kanssa noin 0,35 voltia. Jännitteen huippuarvon puolittuminen merkitsee kuuden desibelin vaimennusta. Mikrofonin jännitteen vastatessa äänenpainetta, merkitsee kuuden desibelin vaimennus äänenpainetason putoamista neljäsosaan.

Saavutettu vaimennus ei ole parhaimpien ANC-järjestelmien tasoa, mutta osoittaa järjestelmän periaatteen ja signaalinkäsittelylaitteiston toimivuuden. Mittauksissa järjestelmä toimi adaptoitumattomana ja ilman komponenttien tai siirtoteiden kompensointia. Ilman kompensointia toteutetulta järjestelmältä kuuden desibelin vaimennusta impulssimaiselle äänelle voidaan pitää kuitenkin hyvänä saavutuksena, sillä impulssimaisella äänellä järjestelmän komponenttien, kuten kaiuttimen, epäideaalisuudet tulevat hyvin esille. Jatkossa älykkäällä signaalinkäsittelyllä toteutetulta järjestelmältä voidaan odottaa tätäkin parempia tuloksia

6 YHTEENVETO JA JOHTOPÄÄTÖKSET

Työssä käsiteltiin aktiiviseen meluntorjuntaan soveltuvia signaalinkäsittelylaitteistoja sekä signaalinkäsittelyn menetelmiä. Lisäksi selvitettiin ANC-järjestelmien ominaisuuksia, jotka tulee huomioida signaalinkäsittelyssä. Laitteistopuolella tutkittiin erityisesti FPGA:n soveltuvuutta aktiivisen meluntorjunnan signaalinkäsittelyyn. ANC-projektissa tutkittavaan järjestelmään suunniteltiin FPGA-pohjainen signaalinkäsittelylaitteisto, jonka soveltuvuutta tutkittiin suorituskykymittauksin ja kokeellisin mittauksin. Lisäksi pohdittiin tunnettujen signaalinkäsittelyn menetelmien soveltuvuutta tutkittavaan järjestelmään.

Satunnaisen ja impulssimaisen melun vaimennukseen soveltuvan adaptoituvan ANC-järjestelmän toteutus on erittäin haastavaa. Impulssimainen melu on vaativa järjestelmässä käytetyille komponenteille. Järjestelmän komponentteihin on kiinnitettävä huomiota, sillä signaalinkäsittelyllä ei voida välttämättä kompensoida väärin valittujen komponenttien ominaisuuksia.

Satunnainen ja lyhykestoinen melu on haastava myös adaptoituvan järjestelmän signaalinkäsittelyn toteutuksessa. Tunnetut signaalinkäsittelyn menetelmät soveltuvat pääasiassa jatkuva-aikaiselle melulle. Melun satunnaisuus ja lyhykestoisuus vaikeuttaa järjestelmän adaptoitumista. Tunnetut jatkuva-aikaiselle melulle soveltuvat signaalinkäsittelyn menetelmät eivät sovellu satunnaisen ja impulssimaisen melun vaimennukseen.

ANC-projektissa tutkittavassa esimerkkisovelluksessa voidaan tunnettuja signaalinkäsittelyn menetelmiä soveltaa tietyin rajoituksin. Tämä vaatii muutoksia järjestelmän rakenteeseen. Lisäämällä järjestelmään keinotekoinen melulähde ja erosensori, voidaan adaptoitumiseen käyttää jatkuva-aikaiselle melulle soveltuvia algoritmeja. Tällöin järjestelmä muistuttaa paljon jatkuva-aikaisen melun vaimennukseen käytettyjä feedforward-järjestelmiä. Signaalinkäsittelyn osalta tulevaisuuden tehtäviin kuuluu vaihtoehtoisten ja uusien signaalinkäsittelyn menetelmien tutkiminen ja kehittäminen, joilla adaptoituva järjestelmä voidaan toteuttaa satunnaiselle melulle.

Nykyisten FPGA-piirien nopeus on riittävä audiosignaalien prosessointiin. FPGA-piirillä on saavutettu huomattavia parannuksia aktiivisessakin meluntorjunnassa käytettävien signaalinkäsittelyn menetelmien, kuten adaptoituvan suodatuksen, nopeudessa. Suorituskyvyn parannus tulee parhaiten esille toteutettaessa signaalinkäsittely piiritasolla täysin sovelluskohtaisesti.

Aktiivisen meluntorjunnan signaalinkäsittelyä voidaan helpottaa järjestelmäsuunnittelulla ja komponenttivalinnoilla. Signaalinkäsittelyn kannalta tärkeää on järjestelmän vaihelineaarisuus. Tinkimällä hieman signaalinlaadusta ja käyttämällä suurta näytteenottotaajuutta, voidaan signaalinkäsittelylaitteistossa käyttää pienen kertaluvun analogisia suotimia, millä taataan laitteiston vaihelineaarisuus hyötytaajuuksilla. Menetykset signaalinlaadussa ei ole niin suuri, ettei laitteisto soveltuisi aktiivisen meluntorjunnan signaalinkäsittelyyn. Tämä todettiin kokeellisilla mittauksilla, joissa laitteiston toimiessa osana tutkittavaa järjestelmää saavutettiin kuuden desibelin vaimennus impulssimaisella äänellä.

LÄHDELUETTELO

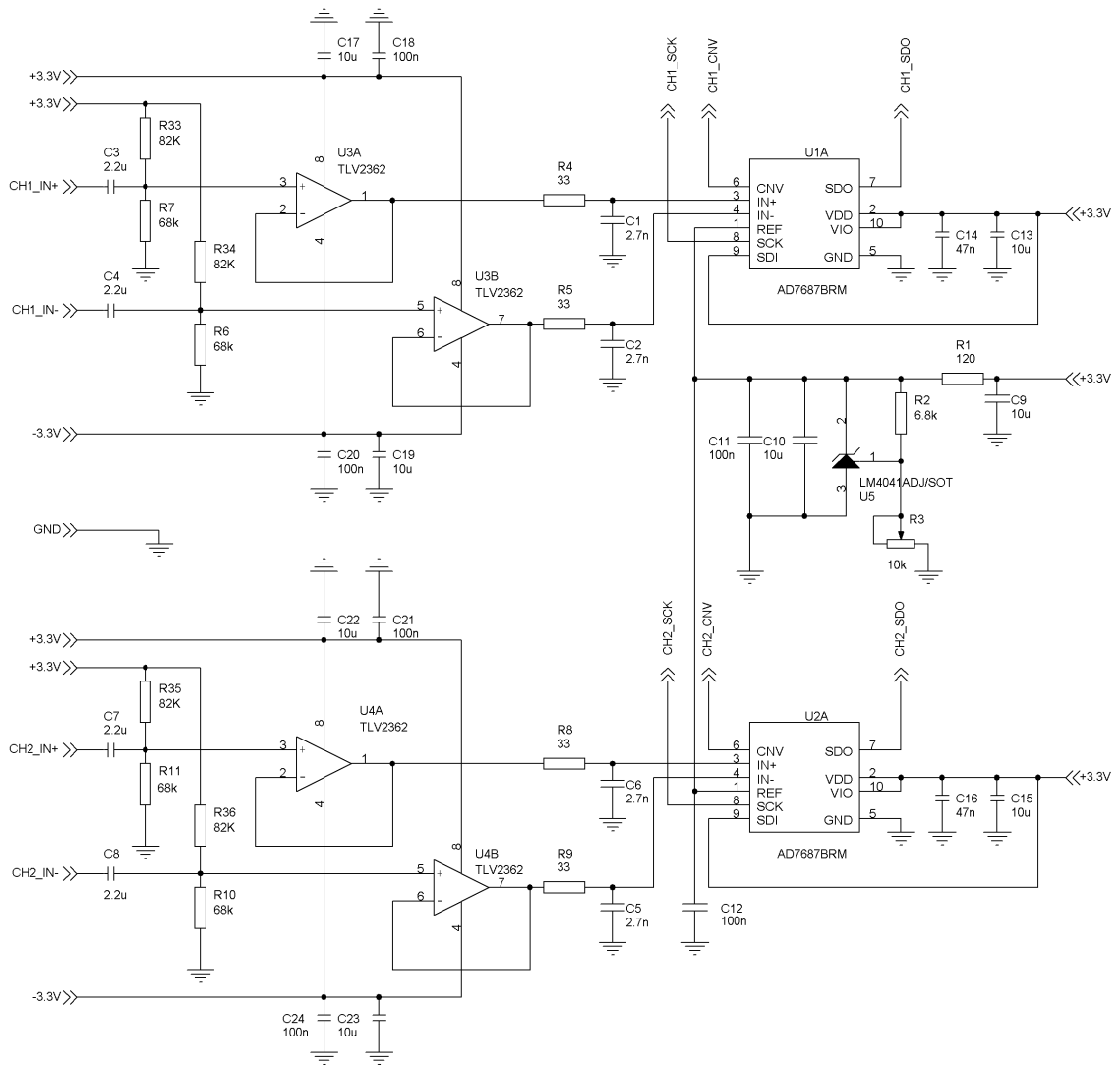
- (Analog Devices 2005a) Analog Devices: AD7687 Datasheet, 05/2005 Viitattu: 1.2.2007 http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD7687.pdf
- (Analog Devices 2005b) Analog Devices: AD5662 Datasheet, 02/2005 Viitattu: 1.2.2007 http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/AD5662.pdf
- (Bellanger 2001) Maurice G. Bellanger: Adaptive Digital Filters 2nd Edition, Revised and Expanded, ISBN 0-8247-0563-7, USA, 2001
- (Bohn 2000) Dennis Bohn: Audio Specifications, RaneNote 145, Rane Corporation, 2000 Viitattu: 31.3.2007 <http://www.rane.com/pdf/ranenotes/Audio%20Specifications.pdf>
- (Catsoulis 2005) John Catsoulis: Designing Embedded Hardware, O'Reilly Media, ISBN 0-596-00755-8, Great Britain, 2005
- (Duckett 2002) Greg Duckett, Terry Pennington: Superior Audio Requires Fixed-Point DSPs, RaneNote 153, Rane Corporation, 2002 Viitattu: 9.4.2007
- (Elhossini 2006) Ahmed Elhossini, Shawki Areibi, Robert Dony: An FPGA Implementation of the LMS Adaptive Filter for Audio Processing, University of Guelph, Ontario, Canada, 2006 Viitattu: 27.4.2007 <http://ieeexplore.ieee.org/iel5/4099957/4099958/4099987.pdf?tp=&isnumber=4099958&arnumber=4099987>

- (ESE Mag 2005) Embedded System Engineering Magazine Nov/Dec 2005 vol.13.8
- (Hansen 2001) Colin H. Hansen: Understanding Active Noise Cancellation, Spon Press, ISBN 0-415-23377-1, Great Britain, 2001
- (Kuo 1996) Sen M. Kuo, Dennis R. Morgan: Active Noise Control Systems, Algorithms and DSP Implementations, John Wiley & Sons, Inc., ISBN 0-471-13424-4, USA, 1996
- (MCT P&S 2004) SPI - Serial Peripheral Interface, MCT Paul & Scherer Mikrocomputertechnik GmbH, 2004 Viitattu: 30.1.2007 <http://www.engr.uvic.ca/~auv/resources/interfaces/SPI-Serial-Peripheral-Interface.pdf>
- (National 2005) National Semiconductor: LM4041 Datasheet, March 2005 Viitattu: 1.2.2007 <http://www.national.com/ds.cgi/LM/LM4041.pdf>
- (Parnell 2003) Karen Parnell, Nick Mehta: Programmable Logic Design Quick Start Handbook, 2003
- (Pedroni 2004) Volnei A. Pedroni: Circuit Design with VHDL, MIT Press, ISBN 0-262-16224-5, USA, 2004
- (Pennanen 2006) Juho Pennanen: Aktiivinen melunvaimennus ampumaradalla, Diplomityö, Lappeenranta, Lappeenrannan teknillinen yliopisto, Sähkötekniikan osasto, 2006
- (Rossing 1990) Thomas D. Rossing: The Science of Sound 2nd Ed, Addison-Wesley, ISBN 0-201-15727-6, Canada, 1990

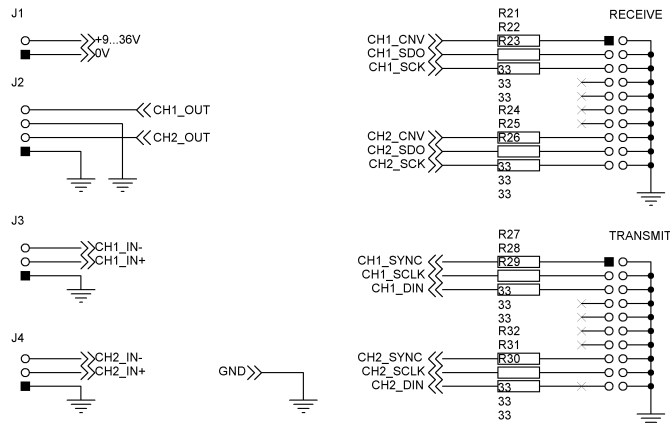
- (Texas Instruments 2005) Texas Instruments: TLV2372 Datasheet, January 2005
Viitattu: 4.2.2007 <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tlv2372-q1.pdf>
- (Troxel 2005) Dana Troxel: Understanding Acoustic Feedback & Suppressors, Rane Corporation, 2005 Viitattu: 9.4.2007
- (Watkinson 1994) John Watkinson: An Introduction to Digital Audio, Focal Press, ISBN 0240513789, Great Britain, 1994
- (Xilinx 2002) Xilinx: Virtex-IITM V2MB1000 Development Board User's Guide Version 3.0, December 2002 Viitattu: 31.1.2007
http://www.cin.ufpe.br/~sms/Arquivos/SelectMAP_boards/V2MB_User_Guide_3_0.pdf
- (Xilinx 2005) Xilinx: Virtex-II Platform FPGAs: Complete Data Sheet, March 2005 Viitattu: 31.1.2007
<http://direct.xilinx.com/bvdocs/publications/ds031.pdf>

LIITE 1. Laajennuskortin kytkentäkaaviot

AD-puoli:

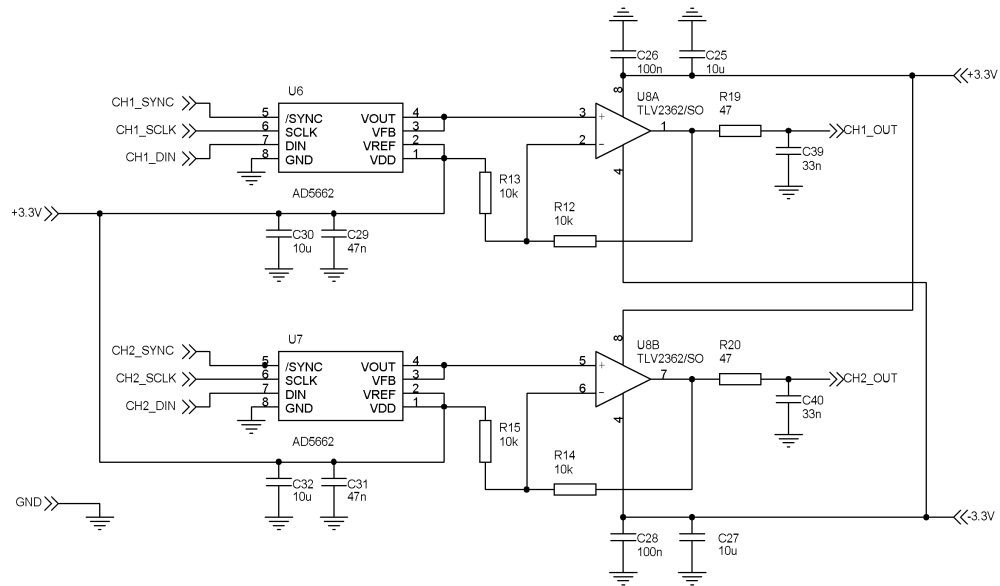


Liitännät:



(jatkuu)

DA-puoli:



Teholähde:

