

LAPPEENRANNAN TEKNILLINEN YLIOPISTO

LUT energia, Sähkötekniikan koulutusohjelma,

Sovelletun elektroniikan laboratorio

KANDIDAATIN TYÖ

**D-LUOKAN AUDIOVAHVISTIMEN MODULOINTIMENETELMIEN VERTAILU
JA VALINTA**

Lappeenrannassa 28.11.2009

Janne Hannonen

ABSTRACT

Lappeenranta University of Technology
Technical faculty
LUT Energy, Department of Electrical Engineering
Laboratory of Applied Electronics

Janne Hannonen

Modulation Method Comparison and Choice for Audio Amplifier Application.

Bachelor's thesis.

2009

33 pages 16 pictures.

Supervisors: Professor Pertti Silventoinen
TKT Mikko Kuisma

Keywords: D-class audio amplifier, Pulse width modulation, $\Sigma\Delta$ -
modulation, Noise shaping, Distortion, Noise

This paper presents two modulation techniques used in D-class audio amplifier. Also noise and distortion products in signal processing are introduced and few methods to reduce them are presented. The introduced modulation methods are pulse width- and $\Sigma\Delta$ -modulation. These two methods are compared and the better one is chosen to be used in guitar amplifier application. The comparison is made by the results of Simulink-simulations in contrast of requirements. In the end of this paper, the main points of planning the physic implementation are paid attention.

SISÄLLYSLUETTELO

1. JOHDANTO	3
2. ANALOGISEN SIGNAALIN DIGITAALINEN MODULOINTI.....	4
2.1 Pulssinleveysmodulaatio.....	4
2.2 Pulssintiheysmodulaatio, Sigma-Delta	8
2.2.1 Kohinanmuokkaus	9
2.3 Särö ja kohina	12
2.3.1 Interpolointi ja todellinen ylinäytteistys	15
3. MODULAATTOREIDEN SIMULOINTI JA VALINTA.....	18
3.1 Simulaatiomallit.....	18
3.2 Simulointitulokset, analysointi ja käytettävän modulaattorin valinta.....	20
3.3 Stabiilius	28
3.4 Modulaattorin suunnittelu.....	28
3.4.1 Integraattoreiden suunnittelu	29
3.4.2 Näytteistävän D-kiikun toteutus	30
4. YHTEENVETO JA JOHTOPÄÄTÖKSET	31
LÄHTEET	32

KÄYTETYT MERKINNÄT JA LYHENTEET

A/D	Analogi-digitaali
A	Käytettävä amplitudi
A_{\max}	Käytettävän amplitudin maksimi
f	Taajuus
f_s	Näytteistystaajuus
f_{os}	Ylinäytteistystaajuus
EMI	Electro Magnetic Interference, Elektromagneettinen häiriö
FFT	Fast Fourier Transform, Nopea fouriermuunnos
G	Vahvistus
H	Integraattorin siirtofunktio
K	Modulaattorin kertaluku
n	Käytettävissä olevan koodisanan pituus bitteinä
NSPWM	Natural Sampling PWM
P_s	Hyötysignaalin teho
P_n	Kohinan teho
PDM	Pulse Density Modulation, Pulssintiheysmodulaatio
PWM	Pulse Width Modulation, Pulssinleveysmodulaatio
q	Kvantisointikohina
s	Siirtofunktioparametri
SNR	Signal-to-noise ratio, Signaali-kohinasuhde
SQNR	Signal-to-quantisation-noise ratio, Signaali-kvantisointikohinasuhde
$t_{on(min)}$	Minimipulssin aika
THD	Total Harmonic Distortion, Kokonaisharmoninen särö
THD+N	Total Harmonic Distortion and Noise, Kokonaisharmoninen särö sekä kohina
U_n	n:nen aallon jännite.
USPWM	Uniform Sampling PWM
OSR	Ylinäytteistyskerroin
x	Järjestelmän tulosignaali
y	Järjestelmän lähtösignaali
λ	Kvantisoinnin vahvistus
$\Sigma\Delta$	Sigma-delta

1. JOHDANTO

Viime vuosina kannettava elektroniikka ja energiatehokkuus ovat asettaneet uusia vaatimuksia hukkatheon minimoimiseksi. Tavanomainen AB-luokan vahvistin ylittää teoriassa maksimissaan 70 %:n hyötysuhteeseen. D-luokan vahvistimilla on modulointitavasta ja toteutuksesta riippuen on mahdollista saavuttaa jopa yli 90 %:n hyötysuhde. Hyvän hyötysuhteen etuina ovat akun tai pariston iän pidentymisen lisäksi laitteiden tarvitseman jäähdytyskapasiteetin pienentyminen, joka taas johtaa laitteen ulkoisen koon sekä massan pienentymiseen. (Adrian, 2007)

D-luokan vahvistin tuottaa muihin luokkiin verrattuna huomattavan määrän säröä. Ei-toivottu särö esiintyy pääsääntöisesti tulosignaalin taajuuden harmonisina hyötysignaalia sisältävällä taajuusalueella. (Adrian, 2007) Lisäksi signaalinkäsittelyssä aiheutuu kohinaa. Särön ja kohinan minimointi on siten D-luokan vahvistimien suunnittelussa yksi ongelmakohtista. Kuhunkin sovelluskohteeseen oikein valitulla modulointimenetelmällä voidaan saavuttaa hyvä hyötysuhde sekä äänenlaatu.

Tämän työn tavoite on selvittää D-luokan tehovahvistimissa käytettyjä modulointimenetelmiä, esitellä niiden etuja ja haittoja sekä valita modulointitapa valmistettavaan sovellukseen. Työn ensimmäisessä osassa esitellään kaksi yleisesti D-luokan tehovahvistimissa käytettyä modulointitapaa sekä niiden toteutusmenetelmiä. Ensimmäisessä osassa käydään myös pääpiirteittäin läpi signaalin käsittelyssä muodostuvan särön ja kohinan synty sekä keinoja niiden vähentämiseen audiokaistalla. Työn toisessa osassa keskitytään modulaattorin valintaan huomioiden asetetut vaatimukset. Kummastakin ensimmäisessä osassa esitellyistä modulaattorivaihtoehdoista luodaan simulointimallit. Simulointitulosten perusteella suoritetaan audiotehovahvistimessa käytettävän modulaattorin valinta. Valitun modulaattorin pääkomponentit suunnitellaan pääpiirteittäin, mutta fyysiseen toteutukseen ei tässä yhteydessä pureuduta.

Tehovahvistinta käytetään kitaravahvistimena, joten äänenlaadulle asetetaan hyötysuhdetta suurempi painoarvo. Modulaattorin osia toteutetaan osin analogisesti ja osin digitaalisesti FPGA-piirillä. Tämä työ on osa kitaravahvistinprojektia, johon kuuluu myös Arto Sanakalan tekemä tutkimus siltatopologioiden eroista. (Sankala, 2009)

2. ANALOGISEN SIGNAALIN DIGITAALINEN MODULOINTI

D-luokan vahvistimissa käytettävä pääteaste vaatii analogisen audiosignaalin tai CD- ja muilla digitaalisilla medioilla olevan, monibittisen pulssikoodimoduloidun digitaalisignaalin muunnoksen yksibittiseen muotoon. Tämä siksi, että D-luokan pääteasteen periaate on kytkeä transistoreja joko täysin johtavaan tai johtamattomaan tilaan. Analogisesta signaalista muodostetaan pulsseja, kytkinohjeita, joilla päätetransistoreja ohjataan. Pääteasteena toimii sovelluksesta riippuen kaksi tai useampia MOSFET:ia, jotka kytkeytyvät päälle tai pois moduloivan signaalin ohjeen mukaisesti. Vahvistettu pulssisarja täytyy purkaa, eli demoduloida takaisin analogiseksi signaaliksi. Demodulointi tapahtuu alipäästösuodattimen avulla.

Yksibittisen signaalin muodostamiseksi on olemassa useita keinoja. D-luokan audiovahvistinsovelluksissa lähdemateriaaleissa mainituista menetelmistä suosituimpia vaihtoehtoja ovat pulssinleveysmodulaatio (PWM) sekä pulssintiheysmodulaatio (PDM), joista yleisimpänä audiosovelluksissa on käytetty yksibittistä sigma-deltamodulaatiota ($\Sigma\Delta$). (Adrian, 2007) (Varona,2003) (Galaas, 2005)

Modulointitavasta ja toteutuksesta riippuen ohjauspulssit voidaan muodostaa joko analogisilla komponenteilla tai käyttäen ohjelmoitavia prosessoreja. Äänenlaadun sekä hyötysuhteen parantamiseksi on käytetty ns. yhdistelmämodulaatioita joissa yhdistetään useampia modulaatiotekniikoita sekä ohjelmallista toteutusta. Eri algoritmien avulla moduloinnissa muodostuvaa säröä ja kohinaa on mahdollista minimoida. (Adrian, 2007)

2.1 Pulssinleveysmodulaatio

Pulssinleveysmodulaatiossa analoginen tai digitaalinen, monibittinen tulosignaali muutetaan yksibittiseksi pulssijonoksi, jonka pulssien leveys vaihtelee. Pulssien tilat ilmaistaan loogisina ykkösinä ja nollina. Jatkuva-aikaisen tulosignaalin informaatio sisällytetään audiosignaalia suurempitaajuisen kanta-aallon pulssien leveyksiin. Referenssisignaalin muodostusmenetelmä vaihtelee käytettävän modulointimenetelmän tai -algoritmin mukaan. (Adrian, 2007) Algoritmeja ja menetelmiä on useita, mutta yksinkertaisimmillaan modulaattori on sini-kolmiovertailu, jossa moduloivaa tulosignaalia vertaillaan menetelmästä riippuen täydelliseen tai yksipuoleiseen kolmioaaltoon.

Pulssinleveysmoduloitu signaali voidaan palauttaa, eli demoduloida alipäästösuodattimen avulla.

Demoduloidun signaalin muoto ja amplitudi ovat riippuvaisia modulointiasteesta sekä käytettävän referenssisignaalin taajuudesta ja amplitudista. Modulointiaste vaikuttaa mm. demoduloidun signaalin amplitudiin ja kokonaisharmoniseen säröön. Suuremmalla modulointiasteella saadaan aikajatkuvasta signaalista parempi estimaatti, joka vaikuttaa kokonaisharmoniseen säröön. (Adrian, 2007)

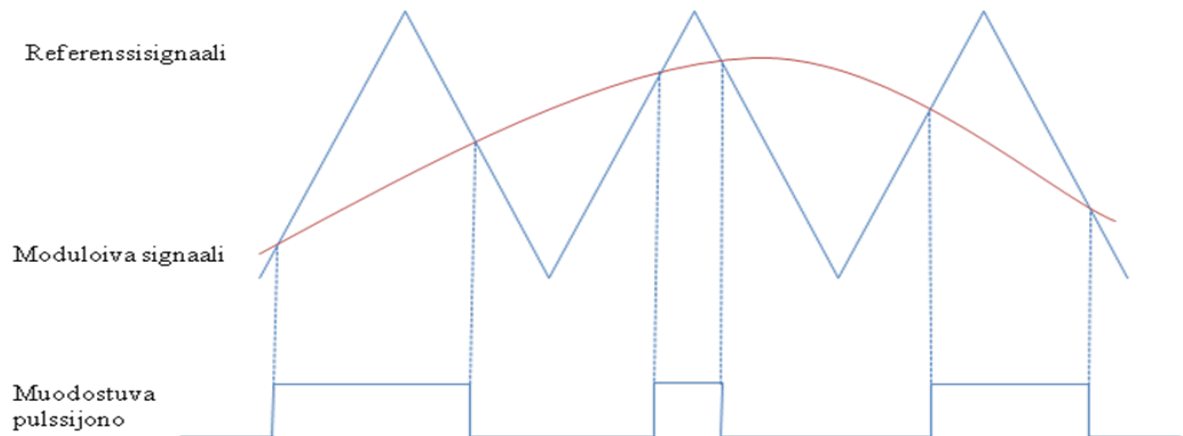
Amplitudin modulointiaste voidaan ilmoittaa moduloivan signaalin amplitudin suhteena referenssisignaalin amplitudiin kun taas taajuuden modulointiaste ilmoitetaan referenssisignaalin taajuuden suhteena moduloivan signaalin taajuuteen. Modulaattorin lineaarinen toiminta edellyttää, että amplitudin modulointiaste on alle yksi. Käytännössä tulosignaalin amplitudin on oltava referenssisignaalin amplitudia pienempi. Moduloivan signaalin amplitudin modulointiasteen noustessa yli yhden, puhutaan ylimoduloinnista, jolloin lähtösignaaliin muodostuu huomattava määrä harmonista säröä verrattuna lineaarisella alueella tapahtuvaan modulointiin. (Mohan, 2003)

Taajuuden modulointiasteella voidaan vaikuttaa pulssinleveysmodulaatiossa muodostuvien aliharmonisten taajuuksien syntyyn. Taajuuden modulointiaste määrittellään kytkentätaajuuden suhteena moduloivan signaalin taajuuteen. Pienillä taajuuden modulointiasteen arvoilla voidaan puhua synkronoidusta pulssinleveysmodulaatiosta. Synkronoidun PWM-signaalin muodostukseen vaaditaan, että taajuuden modulointiaste on kokonaisluku, jonka johdosta referenssisignaalin taajuuden on oltava muuttuva, jos tulosignaalin taajuus muuttuu. Synkronoitu pulssinleveysmodulaatio ei tuota lähtösignaaliin aliharmonisia taajuuksia. Suurilla taajuuden modulointiasteen arvoilla puhutaan asynkronisesta modulaatiosta. Asynkronisen pulssinleveysmodulaation referenssisignaali on vakiotajuista ja tulosignaalin taajuus vaihtelee. Kuorman impedanssista riippuen asynkroninen pulssinleveysmodulaatio tuottaa aliharmonisia taajuuksia lähelle nollataajuutta. (Mohan, 2003)

KytKentätaajuus on suoraan verrannollinen referenssisignaalin taajuuteen. Analogisessa pulssinleveysmodulaatiossa pulssit muodostetaan moduloivan signaalin ja

referenssisignaalin leikkauspisteessä, joten pulssien lukumäärä aikayksikköä kohden kasvaa referenssisignaalin taajuuden kasvaessa. Suurella kytkentätaajuudella saavutetaan parempi estimaatti moduloivasta signaalista, joten signaalin laadun kannalta on perusteltua käyttää niin suurta kytkentätaajuutta, kuin mahdollista. Kytkentätaajuuden kasvattamisessa on haittapuolensa: Kytkentähäviöt kasvavat suhteessa kytkentätaajuuteen. (Mohan, 2003)

Analoginen pulssinleveysmodulaatio (NSPWM) voidaan toteuttaa vertaamalla tulosignaalia referenssisignaaliin. Referenssisignaalina käytetään joko yksipuoleista kolmioaaltoa, eli ns. sahalaita-aaltoa tai täydellistä tasasivuista kolmioaaltoa. Kuvassa 2.1 on esitetty pulssinmuodostus, kun referenssisignaalina on käytetty tasasivuista kolmioaaltoa.

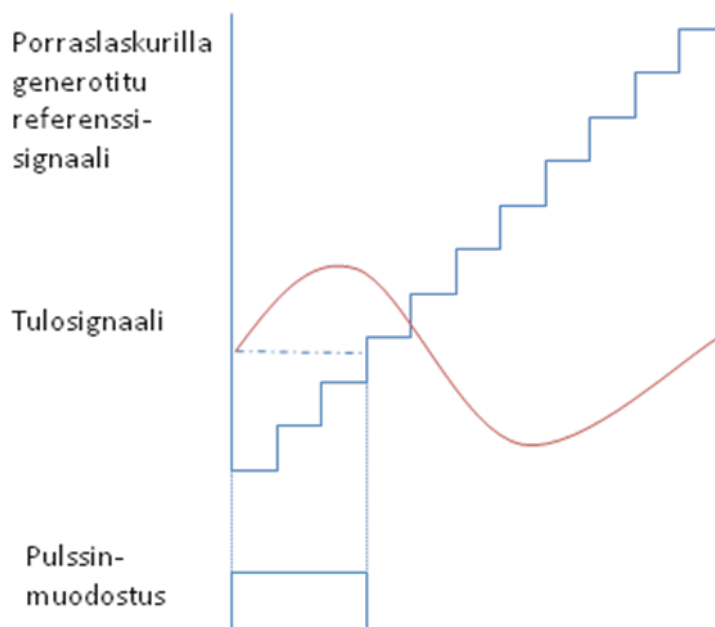


Kuva 2.1 Pulssinleveysmodulaation pulssinmuodostus analogisella kolmiovertailulla.

Kuvasta 2.1 havaitaan, että pulssin nousu- sekä laskureuna sijoittuvat aina referenssisignaalin ja moduloivan signaalin leikkauspisteisiin. Tästä johtuen NSPWM ei teoriassa sisällä tulosignaalin harmonista säröä päästökaistan alueella. Mikäli referenssisignaali ei ole täydellistä kolmioaaltoa, referenssisignaalin ja moduloivan signaalin leikkauspisteisiin muodostuu virhettä. Tästä syystä lopputulos sisältää tulosignaalin harmonisia taajuuksia. (Adrian, 2007)

USPWM on analogisen pulssinleveysmodulaation digitaalinen vastine. Jatkuva-aikaisen tulosignaalin sijaan modulaattorille syötettävä signaali on näytteistetty ajan suhteen taajuudella f_s aikajatkuvasta signaalista sekä amplitudin suhteen N-bittisellä resoluutiolla.

Diskreettiaikaisesta signaalista saadaan aikajatkua, käyttämällä nolannen asteen pitopiiriä. Bittijonon referenssinä voidaan käyttää approksimoitua sahalaitasignaalia, joka voidaan muodostaa digitaalisella porraskurilla, joka laskee referenssitason välillä 2^n askelin. Sekä tulosignaalin että referenssisignaalin kvantisoinnin seurauksena signaalien tarkkaa leikkauspistettä ei voida määrittää, jolloin approksimoitu pulssinleveys voi poiketa merkittävästi analogisella menetelmällä muodostetusta pulssinleveydestä. Approksimaation seurauksena aiheutuvasta pulssinleveysvirheestä aiheutuu huomattavaa harmonista säröä hyötysignaalia suuremmille taajuuksille. Kuvassa 2.2 on esimerkkitalanne pulssinmuodostuksesta digitaalisessa tapauksessa.



Kuva 2.2 Pulssinleveysmodulaatio käyttäen USPWM-menetelmää

Kuvasta 2.2 käy ilmi, että USPWM-menetelmän pulssi muodostetaan lineaarisesti referenssinä käytettävän sahalaitasignaalin pystysuoran osan ja tulosignaalin leikkauspisteestä. Pulssia ei siis suoranaisesti muodosteta signaalin ja sahalaitasignaalin nousureunan leikkauspisteessä, jolloin lähtösignaali sisältää virheestä aiheutuvia tulosignaalin harmonisia taajuuksia. (Varona,2003)(Adrian, 2007)

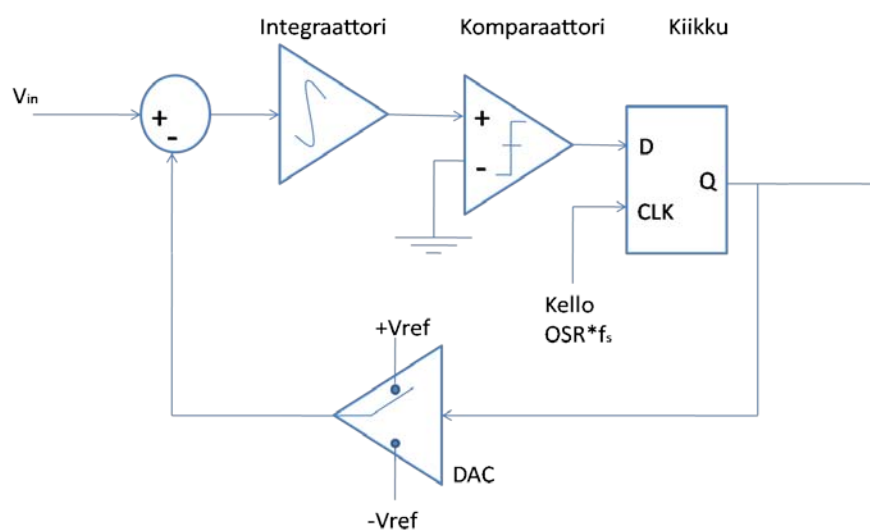
Pulssinmuodostukseen on myös olemassa algoritmisia tapoja. (Adrian, 2007) Edellä mainitusta N-bittisestä tulosignaalista voidaan muodostaa tarkka pulssi, mikäli käytössä on nopeaan laskentaan kykenevä prosessori. Pulssin nousu- ja laskureunan ajanhetki voidaan

määrittää tarkasti. Tulosignaalia näytteistävän kellon taajuuden tulee olla moninkertainen kytkentäjaksen aikaan verrattuna riittävän pulssinleveysresoluution aikaansaamiseksi.

2.2 Pulssintiheysmodulaatio, Sigma-Delta

$\Sigma\Delta$ -modulaattori on epälineaarinen systeemi, joka muuttaa aikajatkuvan signaalin tai monibittisen diskretoitun digitaalisignaalin alkuperäistä signaalia yksibittiseksi pulssijonoksi. Moduloitu signaali muodostetaan ylinäytteistämällä analogista signaalia tai interpoloimalla monibittistä digitaalista signaalia. Ylinäytteistys kasvattaa resoluutiota, jolloin alkuperäisestä signaalista saadaan parempi estimaatti, jolloin kohinan määrä vähenee. $\Sigma\Delta$ -modulointimenetelmässä voidaan käyttää kohinanmuokkausta, joka siirtää hyötykaistalla sijaitsevaa kohinaa suuremmalle taajuusalueelle. (Kester, 1993)(Borowski, 2008)

Kuvassa 2.3 on esitetty ensimmäisen asteen sigma-deltamodulaattorin lohkokaavio.



Kuva 2.3 Yksibittisen ensimmäisen asteen $\Sigma\Delta$ -modulaattorin lohkokaaavioesitys

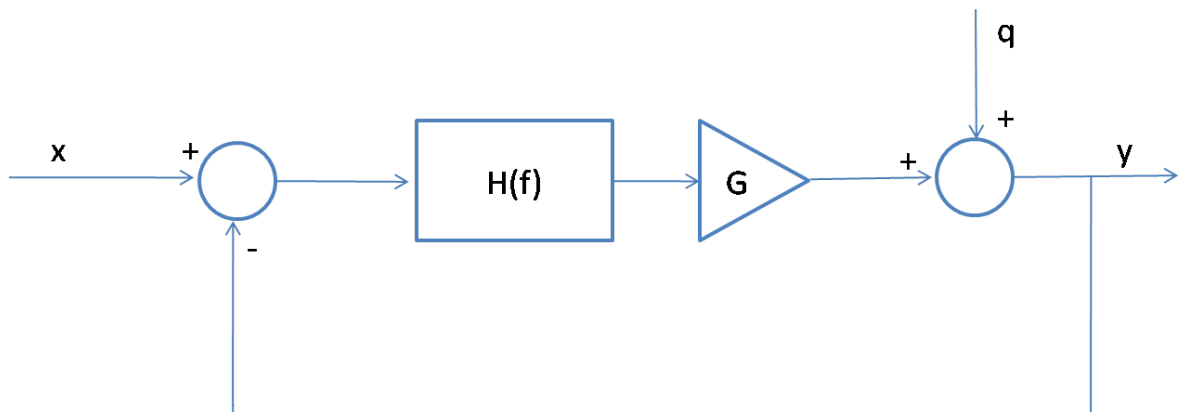
Kuvan 2.3 mukaisessa $\Sigma\Delta$ -mallissa integraattoriin syötetään tulosignaalista erotettua takaisinkytkettyä pulssijonoa. Integraattori on käytännössä alipäästösuodatin, jonka läpäisemä amplitudivaste on kääntäen verrannollinen tulosignaalin taajuuteen. (Park) Integraattorin tulosta vertaillaan maatasoon komparaattorilla, joka muuttaa lähdön tilaa aina nollan ylityksen kohdalla. Komparaattorin tulos näytteistetään kiikulla, jonka lähtö on

modulaattorin varsinainen lähtösignaali. Kiikun lähtö skaalataan referenssjännitteeseen takaisinkytkentähaarassa olevan D/A-muuntimen avulla.

$\Sigma\Delta$ -modulaation yksittäinen pulssi ei sisällä informaatiota modulaattorin tulosignaalista. Informaatio sisältö saadaan palautettua, kun lähtösignaalista otetaan keskiarvo pidemmältä aikaväliltä. Modulaattorin lähdössä näkyvien pulssien tiheys riippuu tulosignaalin suhteesta referenssitason. Tulosignaalin ollessa lähellä positiivista referenssitason, lähdön pulssijonossa on enemmän ykkösiä, kuin nollia. Vastaavasti tulosignaalin ollessa lähellä negatiivista referenssitason lähdön pulssijono sisältää enemmän nollia, kuin ykkösiä. (Park)

2.2.1 Kohinanmuokkaus

Modulaattorin suorituskykyä voidaan parantaa käyttämällä kohinanmuokkausmenetelmää. Kohinanmuokkaus perustuu integrointiasteiden lisäykseen, joiden avulla hyötykaistalle jäävää kvantisointikohinaa siirretään suuremmalle taajuusalueelle. Hyötykaistan ulkopuolelta kohina voidaan suodattaa pois alipäästösuodattimen avulla. (Adrian, 2007) Tarkastellaan kohinanmuokkausmenetelmän olemusta $\Sigma\Delta$ -modulaattorin linearisoidun mallin avulla, joka voidaan ilmaista kuvan 2.4 mukaisesti. (Kester, 1993)



Kuva 2.4 $\Sigma\Delta$ -modulaattorin linearisoitu malli lohkokaavioesityksenä. Kuvassa $H(f)$ kuvaa suodattimen amplitudivastetta, G vahvistusta, q kvantisointikohinaa, x tulosignaalia sekä y lähtösignaalia.

Kuvan 2.4 mallissa $H(f)$ edustaa ensimmäisen asteen ideaalista integraattoria, jonka amplitudivaste taajuuteen f nähden on $\frac{1}{f}$. Malli voidaan ilmaista matemaattisesti muodossa

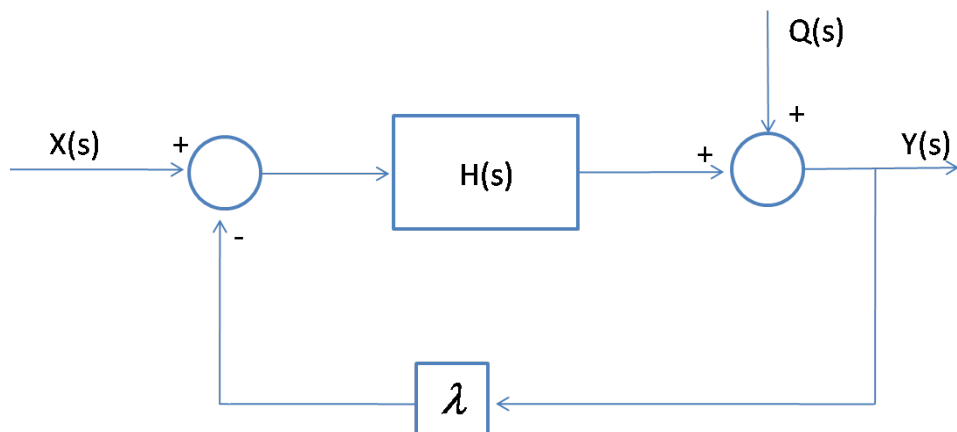
$$y = \frac{(x - y)G}{f} + q. \quad (2.1)$$

Jos vahvistus G on yksi, voidaan yhtälö johtaa muotoon

$$y = \frac{x}{f + 1} + \frac{qf}{f + 1}. \quad (2.2)$$

Yhtälöstä 2.2 havaitaan, että taajuuden lähestyessä nollaa, kvantisointikohina lähestyy nollaa, jolloin jäljelle jää ainoastaan tulosignaalia kuvaava termi. Vastaavasti taajuuden lähestyessä ääretöntä, tulosignaalia kuvaava termi lähestyy nollaa, jolloin jäljelle jää ainoastaan kvantisointikohina. (Kester, 1993)

Jos linearisoidussa mallissa otetaan huomioon kvantisoinnin vahvistus, voidaan malli kuvata s -tasossa kuvassa 2.5 esitetyllä tavalla. (Park)



Kuva 2.5 s -tasossa kuvattu linearisoitu $\Sigma\Delta$ -modulaattorin malli, jossa siirtofunktiolohko $H(s)$:n jälkeinen summalohko kuvaa komparaattoria ja sen aiheuttamaa kvantisointikohinaa. Takaisinkytkentähaarassa oleva λ kuvaa kvantisoinnin vahvistusta.

Kuvan 2.5 järjestelmälle voidaan johtaa kaksi siirtofunktiota. Signaalin siirtofunktio, kun kohina $Q(s)$ on nolla ja kohinan siirtofunktio, kun tulosignaali $X(s)$ on nolla. Signaalin siirtofunktioksi saadaan näin

$$STF(s, \lambda) = \frac{Y(s, \lambda)}{X(s, \lambda)} = \frac{H(s)}{1 + \lambda H(s)} \quad (2.3)$$

ja kohinan siirtofunktioksi

$$NTF(s, \lambda) = \frac{Y(s, \lambda)}{Q(s, \lambda)} = \frac{1}{1 + \lambda H(s)}. \quad (2.4)$$

Kun kohinan siirtofunktioon sijoitetaan ensimmäisen asteen integraattorin siirtofunktio, saadaan

$$H(s) = \frac{1}{s} \quad (2.5)$$

ja oletetaan, että takaisinkytkentähaaran vahvistus $\lambda = 1$ saadaan kohinan siirtofunktiolle muoto

$$NTF(s) = \frac{1}{1 + \frac{1}{s}} = \frac{s}{s+1}, \quad (2.6)$$

joka vastaa ylipäästösuodattimen siirtofunktiota. (Park)

Myötähaarassa oleva integraattori integroi tulosignaalin ja pulssimuotoisen lähtösignaalin välistä virhettä. Tällöin integraattorilohko on signaalille alipäästösuodatin, mutta näyttää kohinalle ylipäästösuodattimelta, jolloin kohina audiosignaalin kaistalta pienenee. Tulosignaali ei muutu, mikäli sen sisältämät taajuudet ovat kokonaisuudessaan suodattimien rajataajuuden alapuolella. Suuritaajuinen kohina sijoittuu alipäästösuodattimen rajataajuuden yläpuolelle, jolloin se on alipäästösuodattimen estokaistalla eli ns. integroivalla alueella. (Park)

Useamman kertaluvun $\Sigma\Delta$ -modulaattorilla voidaan saavuttaa parempi signaali-kohinasuhde (SNR). hyötysignaalin taajuuskaistalla. Integraattoreiden lisäykseen sisältyy ongelmia: Jos integraattoria tarkastellaan siirtofunktion näkökulmasta, jokainen lisätty integraattori lisää systeemiin yhden navan tai kompleksisen napaparin. Modulaattori ajautuu epästabiiliin tilaan sitä herkemmin mitä useamman kertaluvun modulaattori on kysymyksessä. (Galaas, 2005).

2.3 Särö ja kohina

Särö voidaan määritellä signaalin käsittelyssä aiheutuvaksi virheeksi, joka aiheuttaa yleensä ei-toivottuja taajuuskomponentteja. Signaalin säröytymistä voidaan tarkastella esimerkiksi FFT-spektrin avulla. Tarkasteltaessa puhtaan sinisignaalin FFT-spektriä, havaitaan että signaalin taajuuden kohdalla on yksi piikki. Puhdasta signaalia käsiteltäessä epälineaarisesti, signaaliin särö lisääntyy, joka näkyy lisääntyneinä taajuuskomponentteina. Jos särö on harmonista, spektriin ilmestyy piikkejä tulosignaalin kokonaisluvultaan kerrannaisille taajuuksille. (Toner, 2004)

Kohina on luonteeltaan satunnaista jännitettä tai virtaa, joka summautuu käsiteltävään signaaliin. Kohina voi ilmetä äkillisinä suuriamplitudisina piikkeinä tai jatkuvana pieniamplitudisena satunnaissignaalina. Kohinan merkitys on huomattavan suuri, kun käsitellään pienitehoisia signaaleja sillä jos käsiteltävän signaalin teho on pienempi kuin laitteistossa syntyvän kohinan teho, hyötysignaalia ei voida enää palauttaa. (Miller, 2002)

Signaalin laatua arvioidaan kokonaisharmonisella säröllä (THD) ja signaali-kohinasuhteella. Harmoniset aallot aiheuttavat lähtösignaalin muotoon vääristymiä, jotka ovat symmetrisiä, toisin sanoen vakiotaajuisessa, sinimuotoisessa signaalissa vääristymä on aina samassa kohdassa. Epäharmoniset yliaallot aiheuttavat sinimuotoiseen signaaliin vääristymää, jonka paikka ei ole ennustettavissa. (Kester, 1993)(Toner, 2004)

Kokonaisharmoninen särö voidaan laskea yhtälöllä

$$\text{THD} = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}{U_1^2}}, \quad (2.7)$$

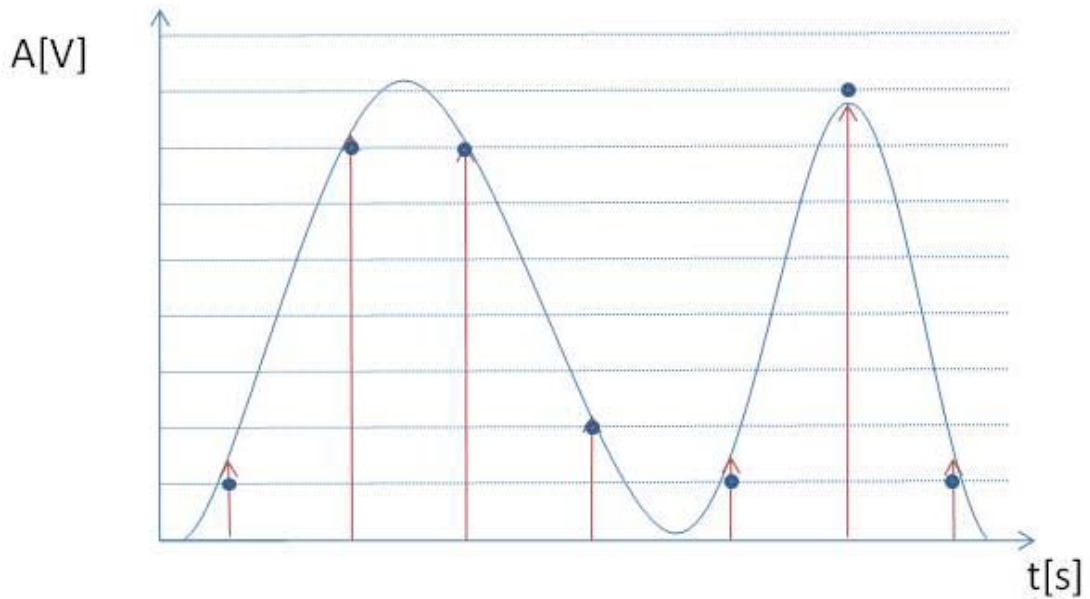
kun tiedetään tulosignaalin amplitudi U_I sekä harmonisten taajuuksien amplitudit U_n . Kokonaisharmoninen särö ilmoittaa suhteen, kuinka paljon perustaajuinen signaali sisältää harmonisia komponentteja. THD ilmoitetaan yleensä prosentteina tai desibeleinä. THD:ssä voidaan huomioida myös kohinan aiheuttama teho, jolloin puhutaan THD+N parametrilla. (Kester, 1993)(Miller, 2002)

Signaali-kohinasuhde kuvaa hyötysignaalin tehon, P_s suhdetta kohinan tehoon P_n . Signaalin sisältämän kohinan määrä voidaan ilmoittaa desibeleissä

$$\text{SNR} = 10 \log \left(\frac{P_s}{P_n} \right). \quad (2.8)$$

Signaali-kohinasuhdetta voidaan arvioida konkreettisemmin käyttämällä FFT-spektriestimaattia. Käytännössä signaali-kohinasuhde on hyötysignaalin ja kohinan suurimpien amplitudien erotus.

Signaalin A/D-muunnoksessa aiheutuu aina kvantisointikohinaa. Tämä on peräisin kvantisointivirheistä, sillä analoginen aikajatkua, esim. äänisignaali, sisältää äärettömän määrän amplitudeja sekä taajuuksia. Digitaalisella signaalilla on äärellinen määrä mahdollisia amplitudeja, joita kutsutaan kvantisointitasoiksi. Näytteistetty tulosignaali pyöristetään lähimpään määriteltyyn kvantisointitasoon, jolloin signaalin sisältämä informaatio muuttuu. Sisällön muutoksesta aiheutuvia satunnaissignaaleja kutsutaan kvantisointikohinaksi. Tätä voidaan pienentää käyttämällä mahdollisimman pientä kvantisointiaskelta, eli käytännössä kasvattamalla amplitudi-informaatiota kuvaavan sanan bittileveyttä. Kuvassa 2.6 on esitetty signaalin kvantisointi. (Anon, 1990)



Kuva 2.6 Aikajatkuvan tulosignaalin näytteistysten kvantisointi lähimpään määriteltyyn kvantisointitasoon.

SQNR:n laskemiseksi on olemassa useita yhtälöitä. Monissa näistä signaali-kvantisointikohinasuhde lasketaan käyttämällä sinisignaalia, joka kattaa koko tulosignaalin määritellyn jännitealueen. (Anon, 1990)

Kun näytteistys tapahtuu Nyquist-taajuudella, kvantisoinnin signaali-kohinasuhde desibeleissä voidaan laskea yhtälöllä

$$\text{SQNR} = 1.76 + 6.02n, \quad (2.9)$$

jossa n on kvantisointitasojen lukumäärä. (Miller, 2002) Mikäli tulosignaalin amplitudi ei kata täysin sille varattua jännitealuetta, se tulee huomioida laskennassa lisäämällä yhtälöön termi, joka ilmoittaa desibeleissä käytettävän amplitudin, A suhteessa mahdolliseen maksimiampplitudiin A_{\max} . Signaali-kvantisointikohinasuhdetta voidaan parantaa ylinäytteistämällä tulosignaalia. Tällöin kohina jakautuu suuremmalle taajuuskaistalle verrattuna Nyquist-taajuudella näytteistettyyn signaaliin. Ylinäytteistyskertomella OSR näytteistetyn signaalin kvantisointikohinasuhde voidaan laskea yhtälöllä (Adrian, 2007)

$$\text{SQNR} = 6,02n + 1,76 + 20\log\left(\frac{A}{A_{\max}}\right) + 10\log(OSR). \quad (2.10)$$

Kappaleessa 2.2.1 esitetyn kohinanmuokkausmenetelmän tapauksessa SQNR voidaan laskea yhtälöllä

$$\text{SQNR} = 6,02n + 1,76 + 20\log\left(\frac{A}{A_{\max}}\right) + 10\log\left(\frac{2k+1}{\pi^{2K}}\right) + (2K+1)10\log(OSR), \quad (2.11)$$

jossa K on modulaattorin asteluku, eli integraattoreiden lukumäärä. (Adrian, 2007) Kohinan jakamiseen suuremmalle kaistalle voidaan käyttää analogisessa tapauksessa todellista ylinäytteistystä ja digitaalisessa tapauksessa interpolointimenetelmää. (Anon, 1990)

2.3.1 Interpolointi ja todellinen ylinäytteistys

Interpolointi- sekä todellisessa ylinäytteistysmenetelmässä lisätään näytepisteiden määrää ylinäytteistämällä tulosignaalia taajuudella

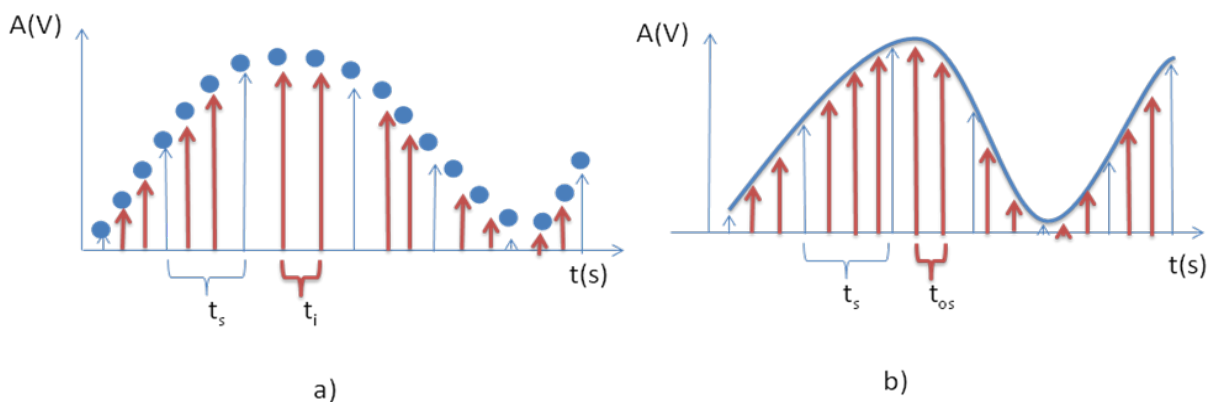
$$f_{os} = f_s \cdot OSR, \quad (2.12)$$

jossa f_{os} vastaa ylinäytteistystaajuutta ja f_s signaalin Nyquist-taajuutta. Näytepisteiden lisäys vähentää kvantisointikohinaa päästökaistalla sekä pienentää lähtösignaalin kokonaisharmonista säröä. Signaali-kohinasuhde paranee, sillä näynteistyksessä syntyvä kohina jakautuu $0 - f_{os}/2$ Hz taajuusalueelle verrattuna ylinäytteistämättömään signaalin $0 - f_s/2$ Hz taajuusalueeseen. Kokonaisharmoninen särö pienenee, sillä alkuperäisestä signaalista saadaan ylinäytteistämällä parempi estimaatti, kun moduloivasta signaalista otetaan näytteitä pienemmällä aikavälillä. (Adrian, 2007)

Kuten kappaleessa 2.4 mainittiin, digitaalinen signaali on näynteistetty aikajatkuvasta signaalista tietyin kvantisointivälein. Nämä pisteet ovat ainoat signaalin määritellyt pisteet, eikä pisteiden välissä signaalin tilaa voida määritellä. Tämän vuoksi todellisia näytepisteitä alkuperäisestä signaalista ei voida enää käsiteltävään signaaliin lisätä. Tarvittavat ylimääräiset näytepisteet saadaan interpolointimenetelmällä siten, että kahden todellisen näytepisteiden välille lisätään keinotekoisesti pisteitä. Tällöin todellisten datapisteiden määrä ei lisääny vaan datapisteiden määrää lisätään kahden näytepisteiden välillä käyttäen

ylinäytteistykseen määräävää näyteväliä. Interpoloinnista aiheutuu laskostumisen seurauksena heijastuksia taajuuksien $f_s/2$ ja f_{os} välille. (Adrian, 2007)

Aikajatkuvan signaalin ylinäytteistys taajuudella f_{os} lisää todellisten datapisteiden määrää (Adrian, 2007). Todellinen ylinäytteistys ei aiheuta taajuusspektriin heijasteita, sillä laskostumista ei synny kun ylinäytteistystaajuutta käytetään varsinaisena näytteistävänä taajuutena. Kuvassa 2.7 on esitetty interpoloinnin sekä todellisen ylinäytteistykseen periaatekuvat.



Kuva 2.7 Kuvassa a) on esitetty paksummilla nuolilla interpolointimenetelmällä lisättävät näytepisteet diskreetointiajalla t_s näytteistetyistä aikajatkuvasta signaalista. Interpolointivälinä t_i . Kuvassa b) on esitetty aikajatkuvan signaalin ylinäytteistys aikavälillä t_{os} .

Ylinäytteistys ja interpolointi lisäävät tehonkulutusta kahdella eri tavalla: Suuremman näytemäärän myötä päätetransistorien kytkentätaajuus kasvaa, jonka myötä myös häviöteho lisääntyy. (Varona,2003)(Adrian, 2007) Lisäksi interpolointimenetelmä vaatii digitaalisen interpolaatio-suodattimen tai laskostumisenestosuodattimen jolla poistetaan taajuusspektriin laskostumisen aiheuttamat heijasteet. Suodatin lisää laskentatehon tarvetta, joka vaikuttaa suoraan tehonkulutukseen.(Adrian, 2007)

Ylinäytteistys ilman kohinanmuokkausta on epäkäytännöllinen tapa vaikuttaa signaali-kvantisointikohinasuhteeseen. Yhtälöstä (2.10) havaitaan, että esimerkiksi 90 dB signaali-kvantisointikohinasuhteen saavuttamiseksi vaaditaan n. 10^8 kertainen ylinäytteistys. Kohinanmuokkaus pienentää tarvittavaa ylinäytteistystä, kun signaali-kohinasuhdetta halutaan parantaa. Yhtälöstä (2.11) havaitaan, että 70 dB:n teoreettinen signaali-

kvantisointikohinasuhde saavutetaan 125-kertaisella ylinäytteistyksellä ja 90 dB:n signaali-kohinasuhde 316-kertaisella ylinäytteistyksellä.

3. MODULAATTOREIDEN SIMULOINTI JA VALINTA

Kitaravahvistinkäyttöön suunniteltavalle D-luokan tehovahvistimelle asetetaan modulaattorin kannalta seuraavat tavoitteet:

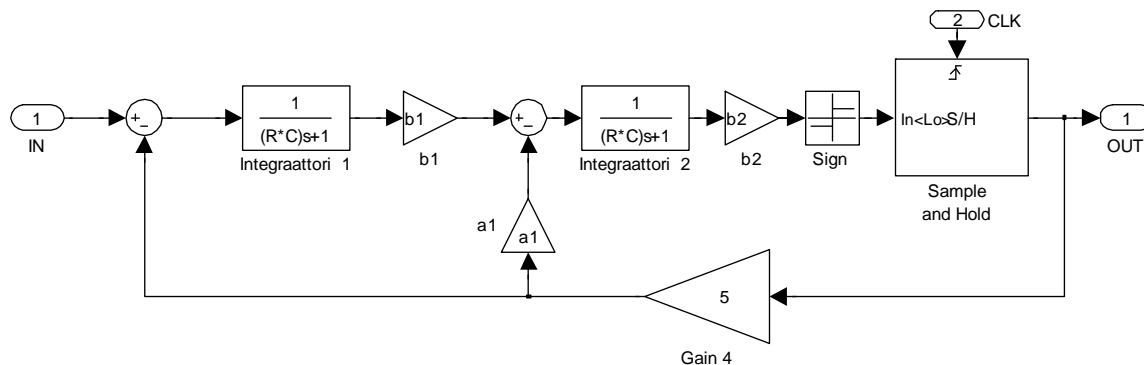
- 1) Moduloidun signaalin kokonaisharmoninen särö (THD) 60 Hz – 5 kHz kaistalla on oltava alle 1 % ja signaali-kohinasuhde 60dB.
- 2) Vahvistimen on oltava stabiili, kun tulosignaali on välillä 0 - 5 voltia.
- 3) Yksinkertainen toteutus. Modulaattori toteutetaan pääosin analogisilla komponenteilla. Käytettävissä on myös ohjelmoitava FPGA-piiri.
- 4) Modulaattorin on pystyttävä toimimaan häiriöllisessä ympäristössä.

Modulointimenetelmien vertailuun suunnitellaan simulointimalli, jolla voidaan käsitellä kappaleessa 2. esiteltyjä modulointimenetelmiä. Moduloivina signaaleina käytetään 800 Hz ja 5 kHz siniaaltoja, sekä audiosignaalia. Moduloiva signaali syötetään kummankin modulaattorin läpi samanaikaisesti ja vertaillaan modulaattoreiden lähdöstä saatavia FFT-spektriestimaatteja. Audiosignaalin tapauksessa moduloitua ja suodatettua lähtösignaalia verrataan tulosignaaliin, jolloin voidaan tehdä johtopäätöksiä modulaation vaihesiirrosta. Modulaattoreiden tuottamaa THD:tä arvioidaan laskemalla molempien menetelmien prosentuaaliset THD-arvot amplitudin ja taajuuden funktiona. Modulaattoreiden Simulointien perusteella valitaan sovelluksessa käytettävä modulointimenetelmä. $\Sigma\Delta$ -modulaattorin näytteistystaajuutena on käytetty 2.5 MHz, jolloin saadaan 10 kHz signaalille 125-kertainen ylinäytteistys. Tällöin voidaan saavuttaa kappaleessa 2.3.1 esitetty teoreettinen 70 dB:n signaalikohinasuhde. Pulssinleveysmodulaattorin kytkentätaajuutena käytetään vastaavin perustein 2,5 MHz.

3.1 Simulaatiomallit

Kappaleessa 2. esitetyistä modulaattoreista muodostetaan Matlab:n Simulink-simulointiohjelmalla mallit, joilla vertaillaan pulssinleveys- sekä $\Sigma\Delta$ -modulaatiomenetelmien välisiä eroja. Toisen asteen $\Sigma\Delta$ -modulaattori koostuu kahdesta integraattorin approksimaationa toimivasta alipäästösuodattimesta, integraattoreiden vahvistuksista, takaisinkytkennöistä, komparaattorista sekä kiikusta. Ensimmäisen ja toisen asteen $\Sigma\Delta$ -modulaattorin stabiilius riippuu ainoastaan takaisinkytkentähaarojen vahvistuksista. Modulaattori on siis stabiili riippumatta tulosignaalin tasosta. (Ritoniemi,

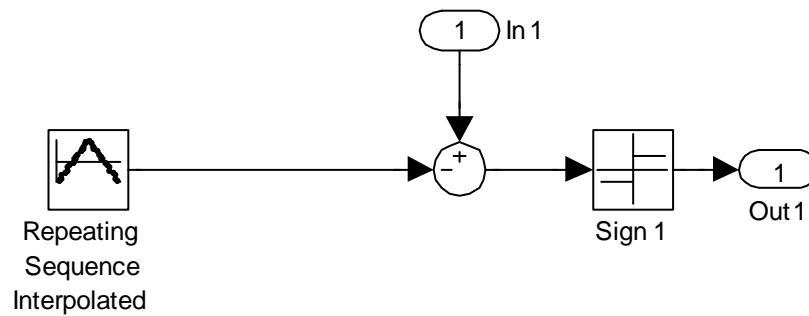
1990) Suuremman asteluvun modulaattorit vaativat siten tarkempaa stabiiliustarkastelua, sillä niiden stabiiliuteen vaikuttaa tulosignaalin taso. Tässä työssä keskitytään ainoastaan toisen kertaluvun $\Sigma\Delta$ -modulaattorin toimintaan, jolloin stabiiliustarkasteluun ei tarvitse kiinnittää erityistä huomiota. Kuvassa 3.1 on esitetty $\Sigma\Delta$ -modulaattorin simulointimalli.



Kuva 3.1 Toisen asteen $\Sigma\Delta$ -modulaattorin simulointimalli. Mallissa on käytetty integraattoreiden approksimaatioina alipäästösuodattimia. Komparaattorina käytetään signum-lohkoa joka tuottaa tulosignaalin merkistä riippuen tuloksen ± 1 . Komparaattorin lähtö näytteistetään pitopiirillä, jota ohjataan ulkoisella kellotusajalla.

Integraattoreiden vahvistukset määritetään simuloimalla siten, että moduloidun signaalin signaali-kohinasuhde on vaadittu 60 dB. Vahvistukset ovat $b_1 = 20$, $b_2 = 3$ ja $a_1 = 0.25$. Integraattorin approksimaationa käytetään alipäästösuodatinta, jonka rajataajuus on asetettu 6 kHz, jolloin kaikki käytettävän kaiuttimen toistamat signaalit sijoittuvat alipäästösuodattimen päästökaistalle.

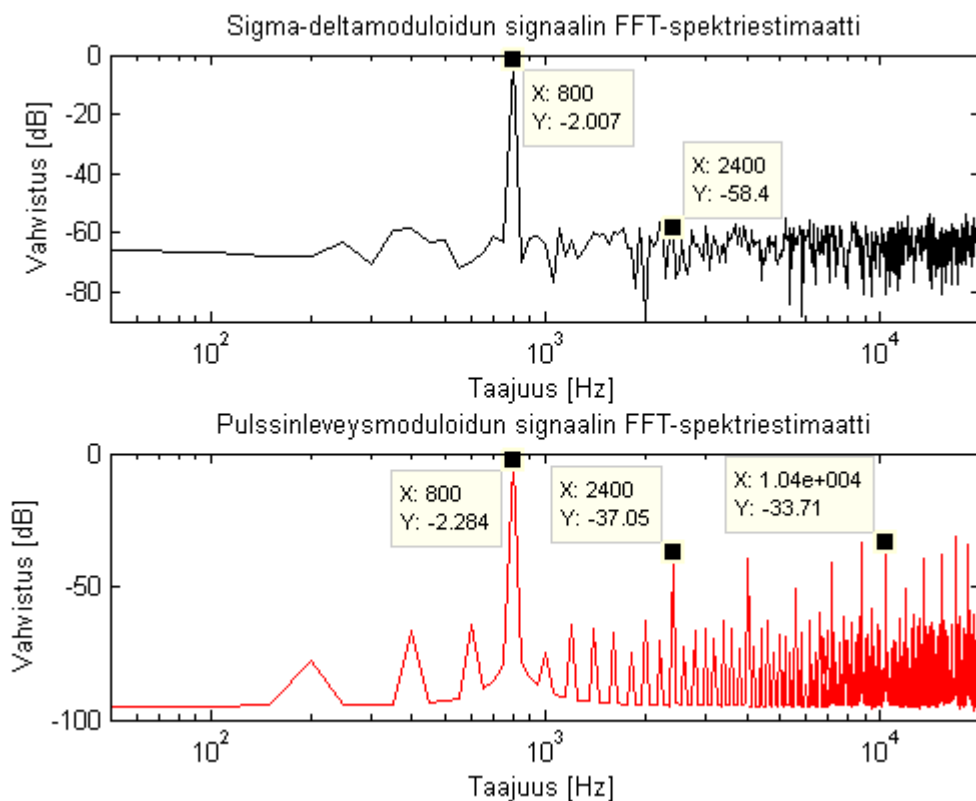
Pulssinleveysmodulaattori toteutetaan analogisena sini-kolmiovertailuna. Referenssipulssina käytetään tasasivuista kolmioaaltoa. Referenssiaallon amplitudi vastaa $\Sigma\Delta$ -modulaattorin referenssitason, eli 5 V. Modulaattorin kytkentäaajuutena käytetään 2.5 MHz, joka vastaa $\Sigma\Delta$ -modulaattorin näytteistystaajuutta. Pulssinleveysmodulaattorin simulointimalli toteutetaan kuvassa 3.2 esitetyllä tavalla.



Kuva 3.2 Pulssinleveysmodulaattorin simulointimalli. Mallissa tulosignaalia verrataan kolmioaaltoon. Vertailun merkki ilmaisee pulssin leveyden.

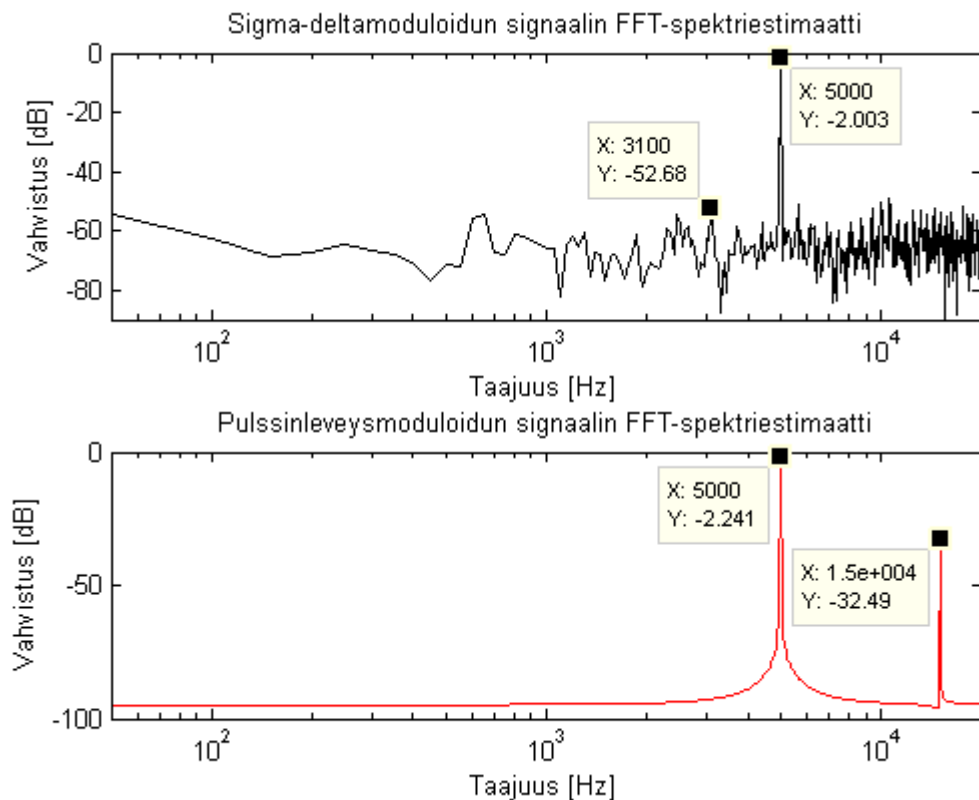
3.2 Simulointitulokset, analysointi ja käytettävän modulaattorin valinta

Modulaattoreiden ominaisuuksia vertaillaan niiden tuottaman FFT-spektriestimaatin perusteella. 800 Hz:n sinimuotoisella tulosignaalilla saadaan kuvassa 3.3 esitetyt FFT-spektriestimaatit simulointiajalla 0.02 s, kun mallin näytteistystaajuus on 5,5 MHz ja näytejonon pituus on 110001. Mallin simuloinnissa on käytetty ode-23 ratkaisijaa. Tulosignaalin taso on 4 voltia.



Kuva 3.3 Modulaattoreiden lähdön FFT-spektriestimaatti 800Hz:n sinisignaalilla. Ylemmässä kuvassa $\Sigma\Delta$ -modulaattorin- ja alemmassa kuvassa pulssinleveysmodulaattorin lähdön FFT-spektriestimaatti. Kuvasta havaitaan erot modulointimenetelmien välillä.

Kuvasta 3.3 havaitaan, että $\Sigma\Delta$ -moduloitu signaali ei sisällä 800 Hz harmonisia taajuuksia. Signaali-kohinasuhde on $\Sigma\Delta$ -moduloidulla signaalilla n. 56 dB:a, joka on pulssinleveysmoduloiutuun signaaliin verrattuna n. 25 dB:a suurempi. Pulssinleveysmodulaattorin lähtösignaalin FFT-spektriestimaatista voidaan havaita tulosignaalin taajuuden kerrannaisissa huomattavia särökomponentteja, joista pääaallon kolmannen harmonisen vaimennus on -37 dB:a. Pulssinleveysmoduloidun signaalin spektriestimaatista havaitaan myös, että menetelmässä syntyy aliharmonisia taajuuksia. Menetelmien eroja sovelluksessa käytettävän kaiuttimen toistokaistan yläpäässä tarkastellaan tutkimalla modulaattoreiden lähdön FFT-spektriestimaatteja, kun tulosignaalin taajuus on 5 kHz siniaalto. 5 kHz vastaa käytettävän kaiuttimen -3 dB:n rajataajuutta. Estimaatit on laskettu 110001 näytteen mittaisesta näytejonosta. Malli on simuloitu Simulinkin ode23-ratkaisijalla. Simulointimallin näytteistystaajuus on 5,5 MHz ja simulointiaika 0,02 sekuntia. Tulosignaalin taso on 4 voltia. Kuvassa 3.4 on esitetty kuvan FFT-spektriestimaatit, kun tulosignaalin taajuus on 5 kHz sinisignaali.

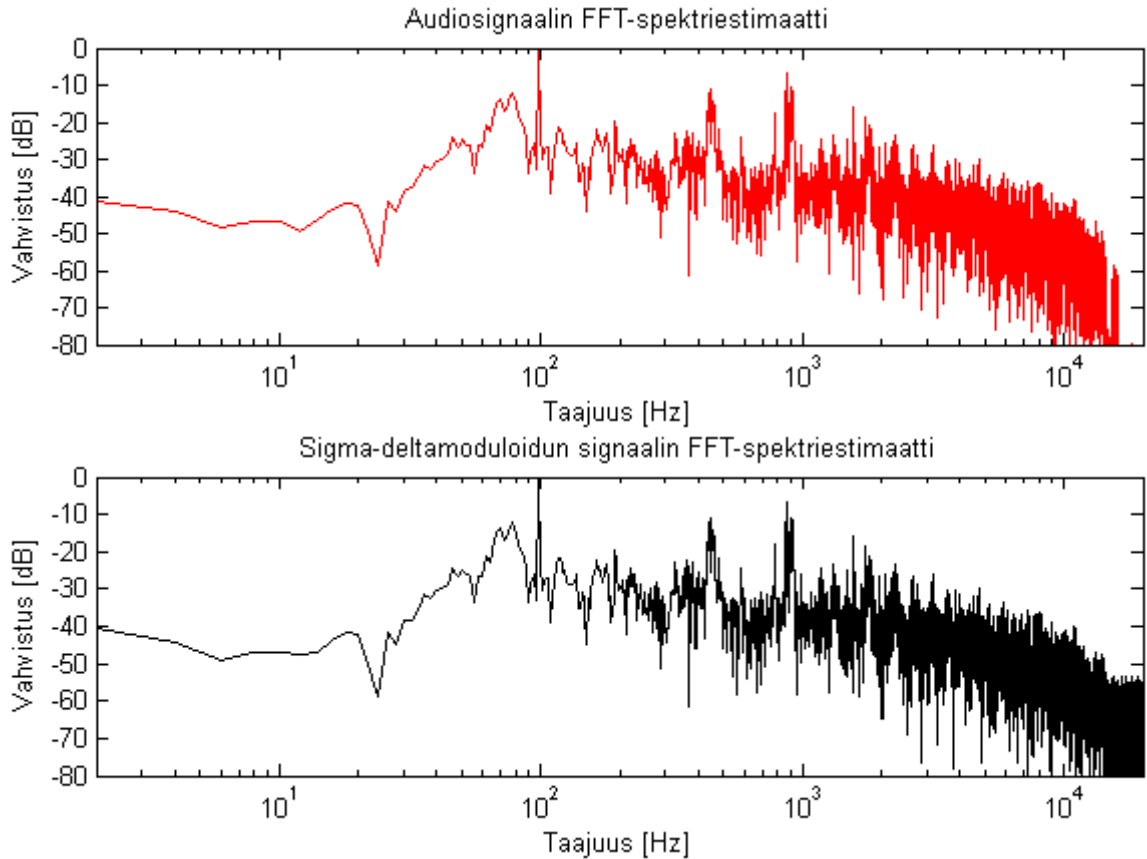


Kuva 3.4 Modulaattoreiden lähdön FFT 5kHz:n sinisignaalin taajuuksilla. Ylemmässä kuvassa $\Sigma\Delta$ -modulaattorin- ja alemmassa kuvassa pulssinleveysmodulaattorin lähdön FFT-spektriestimaatti.

Kuvasta 3.4 havaitaan, että $\Sigma\Delta$ -modulaattorin lähdössä on tulosignaalia pienemmillä taajuuksilla harmonisia, joita pulssinleveysmoduloidussa signaalissa ei ole. Sekä ali- että yliharmonisten taajuuksien amplitudit $\Sigma\Delta$ -moduloidussa signaalissa ovat tulosignaaliin nähden 50 dB pienempiä. Pulssinleveysmodulaattorin lähtöön verrattuna $\Sigma\Delta$ -moduloidussa signaalissa on harmonisista huolimatta n. 20 dB:a parempi signaalikohinasuhde audiotaaajuusalueella, vaikkakin pulssinleveysmoduloidussa signaalissa pohjakohina on vain n. -95 dB:a. Pulssinleveysmoduloidussa signaalissa pääaallon kolmannen harmonisen taajuuden amplitudi on vain n. 30 dB:a pienempi, kuin tulosignaalin amplitudi, jonka vuoksi signaali-kohinasuhde jää $\Sigma\Delta$ -moduloitua signaalia heikommaksi.

Modulaattoreiden toimintaa muuttuvan signaalin tapauksessa voidaan verrata käyttämällä tulosignaalina audiosignaalia, jonka amplitudi ja taajuussisältö vaihtelee. Tulosignaali vahvistetaan maksimikohdistaan lähelle 5 V referenssitasoja parhaimman signaalikohinasuhteen aikaansaamiseksi. Modulaattorin lähtösignaalin taso vahvistetaan vastaamaan tulosignaalin tasoa, jolloin modulaattorissa aiheutuvia muutoksia voidaan vertailla. Kuvissa 3.5 ja 3.6 on käytetty 0.5 sekunnin mittaista audiosignaalia. FFT-spektriestimaatit on laskettu 2750001 näytteen mittaisesta näytejonosta. Malli on simuloitu Simulinkin ode23-ratkaisijalla. Simulointimallin näytteistystaajuus on 5,5 MHz.

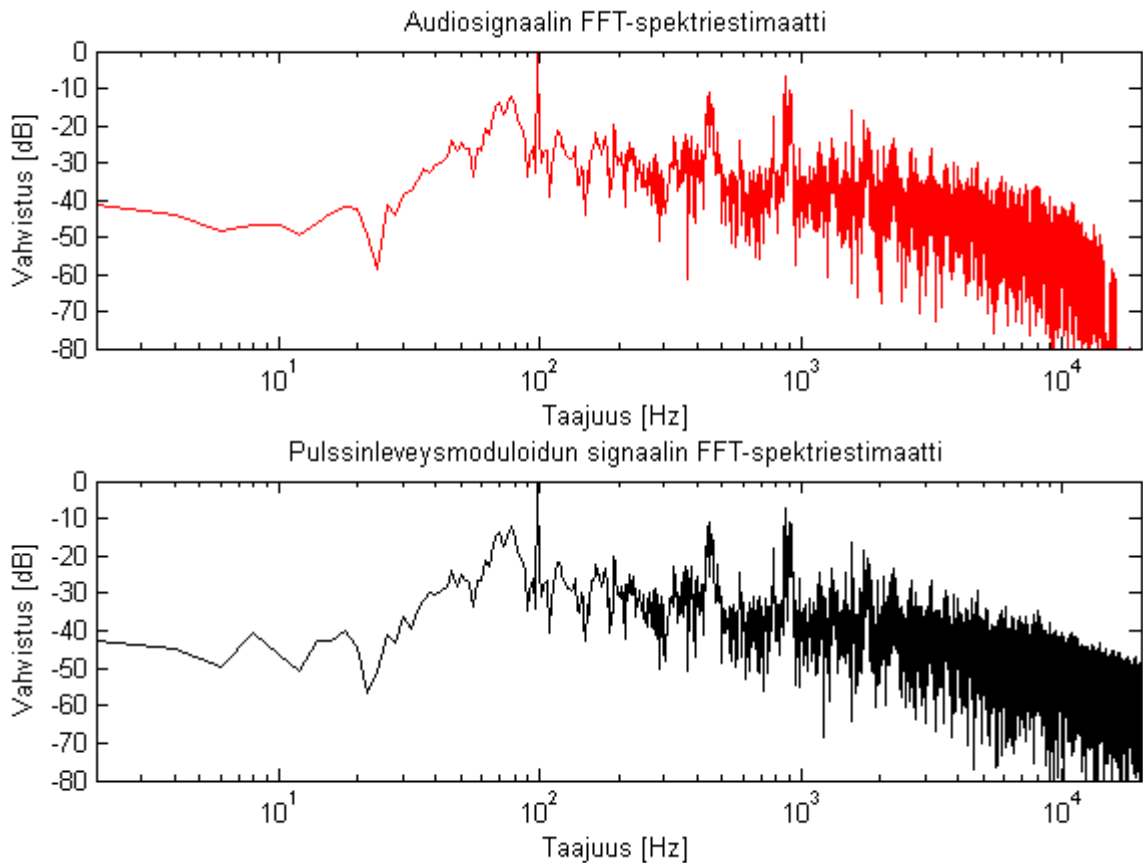
Kuvassa 3.5 on esitetty tulosignaalin ja $\Sigma\Delta$ -modulaattorin lähtösignaalin FFT-spektriestimaatit 0 – 20 kHz taajuusalueella.



Kuva 3.5 $\Sigma\Delta$ -modulaattorin ja tulosignaalin FFT-spektriestimaatti. Kuvasta voidaan havaita suurilta taajuuksilta katoavan informaatiota.

Kuvasta 3.5 havaitaan, että suurilla taajuuksilla oleva alle -55 dB:n tulosignaalin informaatio katoaa. Tämä johtuu modulaattorin signaali-kohinasuhteesta, sillä kun alkuperäisen signaalin vahvistus on alle -55 dB, informaatio peittyy modulaattorin kohinaan. Yli -55 dB:n signaalitasoissa moduloidun signaalin spektrissä ei ole havaittavissa muutoksia tulosignaaliin verrattuna. Pieni signaali-kohinasuhde haittaa tai estää täysin musiikin hiljaisten kohtien toiston.

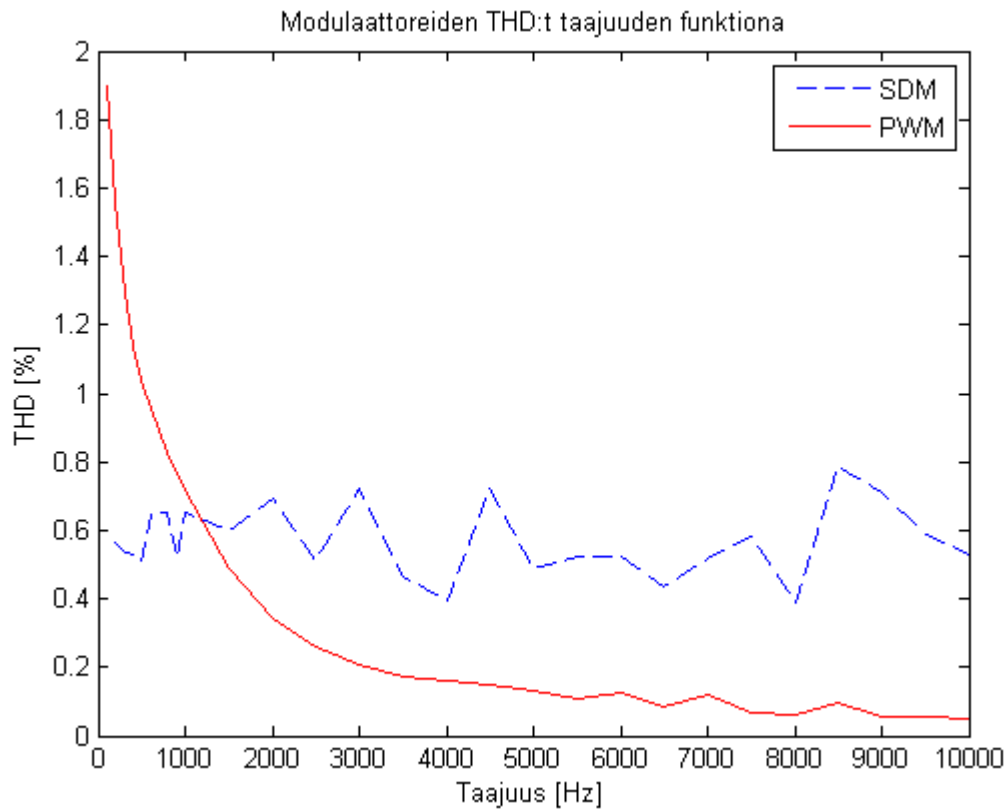
Kuvassa 3.6 on esitetty pulssinleveysmodulaattorin lähdön signaali vastaavalla audiosignaalilla, kuin kuvassa 3.5.



Kuva 3.6 Pulssinleveysmodulaattorin ja tulosignaalin FFT-spektriestimaatti. Kuvasta voidaan havaita, että tulosignaalin -50 dB:n tasoja ei voida palauttaa moduloinnin jälkeen.

Kuvasta 3.6 havaitaan, että pulssinleveysmoduloitu signaali noudattaa tulosignaalia lähes muutositta, kun tulosignaalin taso on suurempi kuin -50 dB. Tulosignaalin alittaessa -50 dB:n tason, informaatio peittyy modulaattorin aiheuttamaan kohinaan.

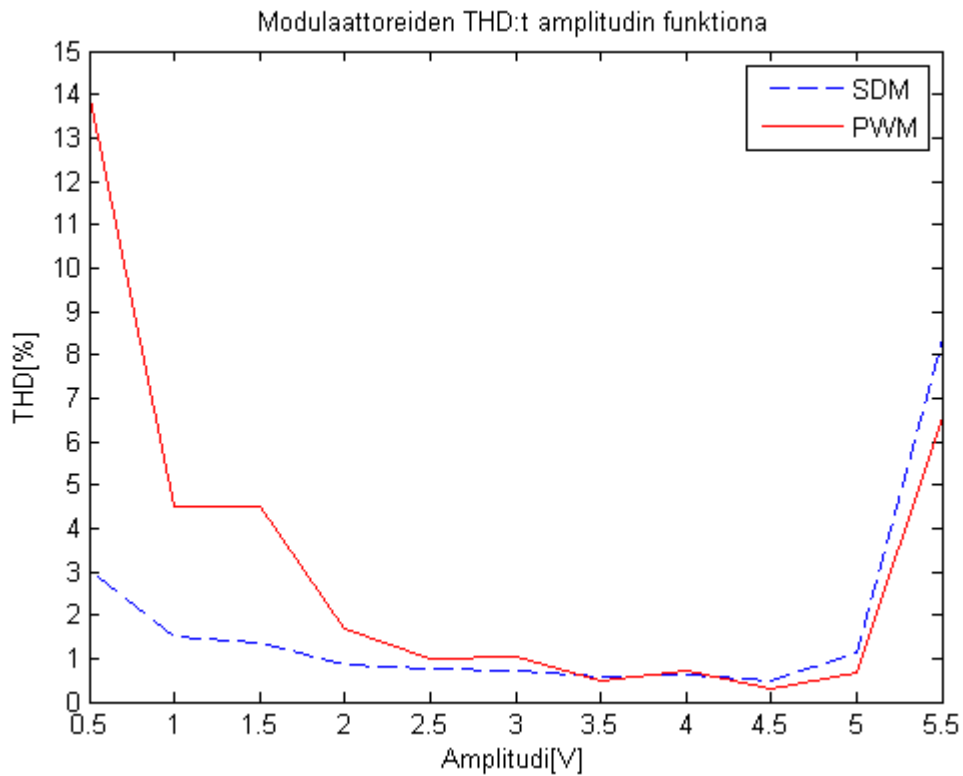
Signaalin moduloinnissa syntyviä harmonisia taajuuksia vertaillaan analysoimalla kokonaisharmonisen särön määrää demoduloidussa signaalissa. Demodulaattorina käytetään toisen asteen Butterworth-suodatinta, jonka rajataajuus on 20 kHz. Analyysissä on huomioitu kolme jaksoa kullakin taajuudella. Kuvassa 3.7 on esitetty kummankin modulointitavan aiheuttama THD, kun tulosignaalin amplitudi on neljä volttia ja taajuutta muutetaan.



Kuva 3.7 Moduloitimenetelmien aiheuttama THD demoduloidussa lähtösignaalissa taajuuden funktiona, kun tulosignaalin amplitudi on 4 V. Pulssinleveysmoduloidussa signaalin THD on pienempi 1.5 kHz suuremmilla taajuuksilla.

Kuvasta 3.7 havaitaan, että $\Sigma\Delta$ -modulaatiomenetelmällä kokonaisharmonisen särön osuus signaalista on kaikkialla alle 1% vaihdellen 0.4 – 0.8 % välillä. Pulssinleveysmoduloitu signaali sisältää alle 1.5 kHz:n taajuuksilla $\Sigma\Delta$ -moduloituun signaaliin nähden suuremman särön. Tätä suuremmilla taajuuksilla pulssinleveysmodulaattori tuottaa keskimäärin 0.5 % vähemmän säröä, kuin $\Sigma\Delta$ -modulaattori.

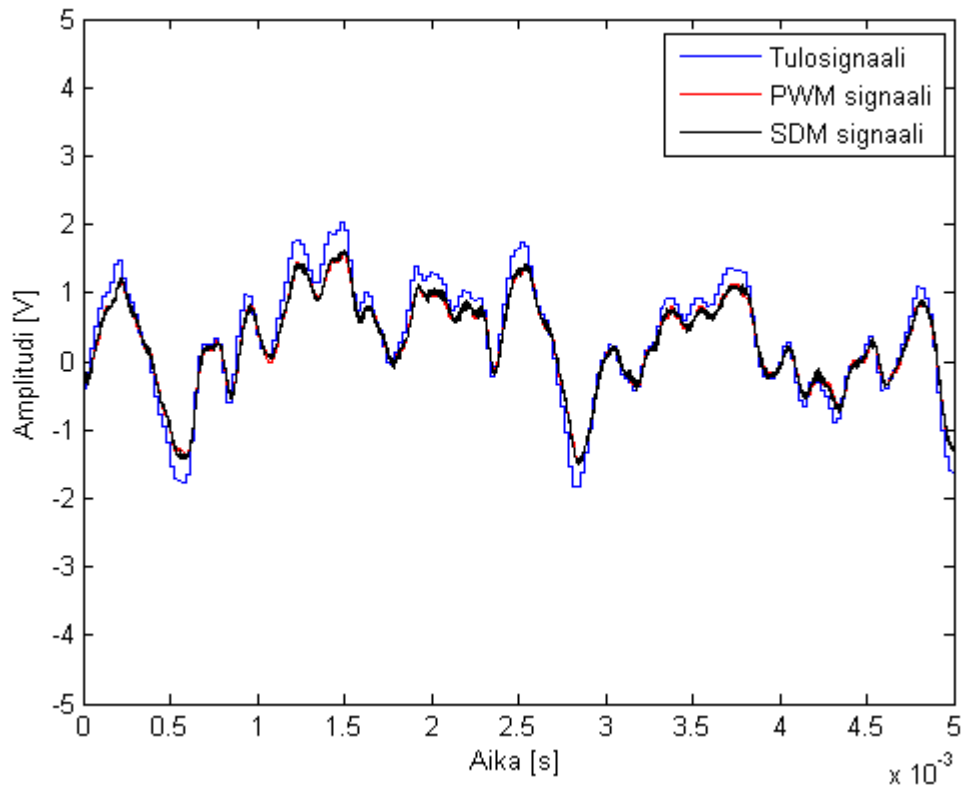
Kuvassa 3.8 on esitetty modulaattoreiden demoduloidun signaalin sisältämä THD, kun tulosignaalin taajuus on vakio 1 kHz ja tulosignaalin amplitudi muuttuu.



Kuva 3.8 Moduloitimenetelmien aiheuttama THD demoduloidussa lähtösignaalissa amplitudin funktiona, kun tulosignaalin taajuus on 1 kHz.

Kuvasta 3.8 käy ilmi, että pulssinleveysmodulaattorin lähtösignaali sisältää erittäin paljon säröä alle kahden voltin tulosignaalilla. Modulaattorit tuottavat likimain yhtä paljon säröä kun tulosignaalin taso ylittää 2 voltia. Kuvasta havaitaan myös, että tulosignaalin tason ylittäessä referenssitason, 5 voltia, kummankin menetelmän särö kasvaa. Jo 5.5 V tulosignaalilla $\Sigma\Delta$ -modulaattori tuottaa lähtösignaaliin 8 % harmonisen särön. Kuvasta voidaan myös päätellä, että $\Sigma\Delta$ -modulaattorin lähtösignaali säröytyy herkemmin, kun tulosignaalin jännite ylittää referenssitason.

Moduloitimenetelmien välistä vaihesiirtoa tutkitaan vertaamalla tulosignaalin ja moduloitujen signaalien vaihetta piirtämällä kaikki signaalit samaan kuvaajaan. Kuvassa 3.9 on esitetty signaaleiden muodot, kun signaali on demoduloitu käyttämällä toisen asteen Butterworth-suodatinta, jonka rajataajuus on asetettu 20 kHz.



Kuva 3.9 Tulosignaalin ja modulaattoreiden lähtösignaalit, aikavälillä 0 – 0.005 s. Moduloitut signaalit ovat samassa vaiheessa.

Kuvasta 3.9 havaitaan, että modulaattoreiden aiheuttama vaihesiirto on lähes toisiaan vastaava, sillä moduloitua signaalia vastaavat viivat ovat lähes päällekkäin. Vaihesiirto tulosignaaliin nähden aiheutuu pääsääntöisesti suodattimessa.

Simulointituloksista voidaan tehdä johtopäätöksiä modulointitapojen välisistä eroista. Kuvista 3.3 ja 3.4 on havaittavissa, että signaali-kohinasuhde on $\Sigma\Delta$ -moduloidussa signaalissa 800 Hz:n tapauksessa 25 dB ja 5 kHz:n tapauksessa 20 dB suurempi, kun tulosignaalina on sinisignaali, jonka taajuus eikä amplitudi muutu. Kyseisistä kuvista havaitaan myös, että pulssinleveysmodulaattori tuottaa tulosignaalin tasoon nähden merkittäviä harmonisia taajuuksia edellämainitulla tulosignaalilla. Kuvista 3.5 ja 3.6 havaitaan, että $\Sigma\Delta$ -modulaattorin signaali-kohinasuhde on pulssinleveysmodulaattoria 5 dB suurempi, kun verrataan modulaattoreiden toimintaa audiosignaalilla, joka syötetään kumpaankin modulaattoriin yhtäaikaisesti. Kuvista 3.5 ja 3.6 ei voida tehdä johtopäätöksiä harmonisista taajuuksista kummankaan modulointimenetelmän tapauksessa.

Kuvasta 3.9 käy ilmi, ettei modulointimenetelmien välillä ole eroja vaihesiirron näkökulmasta. Merkittävin ero menetelmien välillä on havaittavissa kuvista 3.7 ja 3.8, joiden perusteella voidaan sanoa, että $\Sigma\Delta$ -modulaatio tuottaa kaikkialla alle 1% kokonaisharmonisen särön. Pulssinleveysmodulaation kokonaisharmoninen särö on pienempi, kun taajuus on 1.5 kHz tai suurempi. 1 kHz tulosignaalin amplitudiin verraten $\Sigma\Delta$ -modulaatio muodostaa tulosignaalin tason alueella 0 – 3,5 V vähemmän kokonaisharmonista säröä kuin pulssinleveysmodulaatio. $\Sigma\Delta$ -modulaattorin särö ole yhtä riippuvainen tulosignaalin tasosta, kuin pulssinleveysmodulaattorin lähdössä esiintyvä särö. Lähimmäs aseteltuja tavoitteita (kappale 3.) päästään käyttämällä $\Sigma\Delta$ -modulaattoria. Todettakoon, ettei tavoiteltuun 60 dB:n signaalikohinasuhteeseen päästä kummallakaan tutituista menetelmistä.

3.3 Stabiilius

Stabiiliustarkastelun näkökulmasta modulaattori voidaan jakaa kahteen osaan, lineaarinen suodatinosa sekä epälineaarinen kvantisointielin. Modulaattorin stabiilius on riippuvainen kvantisointielimen vahvistuksesta, joka voidaan määrittellä kvantisoinnin tulo- ja lähtösignaalin tason perusteella. Linearisoidun modulaattorimallin kohinan siirtofunktiota tutkimalla analyttisesti juuriuran avulla, voidaan modulaattorin stabiiliusrajat määrittää, kun kvantisoinnin vahvistusta muutetaan. Voidaan sanoa, että modulaattori on stabiili, kun kvantisointielintä edeltävä jännite on pienempi, kuin jännitereferenssi. (Ritoniemi, 1990) Linearisoitu malli on esitetty kappaleessa 2.3.1 kuvassa 2.4.

Suunnitellun modulaattorin stabiiliustarkasteluun ei tässä yhteydessä pureuduta matemaattisesti. Simuloinneissa on havaittu, että käyttökohteen asettamissa rajoissa (kappale 3.1) modulaattori toimii stabiilisti.

3.4 Modulaattorin suunnittelu

$\Sigma\Delta$ -modulaattorin pääkomponentit toteutetaan käyttäen pääosin analogisia peruskomponentteja kuten vastuksia, kondensaattoreita ja operaatiovahvistimia. Modulaattorissa käytettävä D-kiikku toteutetaan ohjelmoitavalla Virtex II FPGA-piirillä. FPGA-piiriä käytetään tässä sovelluksessa lopullisten pulssiohjeiden muodostukseen, joten sen hyödyntäminen modulaattorin osana on perusteltua. (Sankala, 2009) Samalla

tarvittavien diskreettien komponenttien määrä pienenee, jolloin piirilevy-pinta-ala voidaan optimoida mahdollisimman pieneksi.

3.4.1 Integraattoreiden suunnittelu

$\Sigma\Delta$ -modulaattorissa voidaan käyttää joko jatkuva-aikaisia integraattoreita tai ns. *switched capacitor*-integraattoreita. Erityisesti piille valmistettavissa $\Sigma\Delta$ -muuntimissa käytetään *switched capacitor* tekniikkaa, sillä integrointiin tarvittavien vastusten toleranssiarvot ovat suuria näissä kokoluokissa suuria. Integraattoriin muodostetaan näennäinen vastus kahden kondensaattorin varausten suhteella, kun kondensaattoreita ladataan ja puretaan kellopulssien nousu- ja laskureunan mukaan. Integraattoreiden ominaisuuksia voidaan käsitellä toisiaan vastaavalla tavalla riippumatta valmistustekniikasta. (Galaas, 2005)

Järjestelmän ensimmäiseen integraattoriin syötetään tulosignaalista erotetut lähdön näytteistetyt referenssi-jännitteen suuruiset pulssit. Tämä signaali kuvaa kvantisointivirhettä, joka syntyy tulo- ja lähtösignaalien välillä. (Park) Virhe yhdistetään integraattorissa tulosignaaliin. Toisella integraattorilla lisätään modulaattorin integrointiastetta, jolloin kohinanmuokkaus tehostuu.

Ensimmäisen integraattorin suunnittelussa on huomioitava kolme modulaattorin toiminnan kannalta kriittistä seikkaa:

1. Ensimmäisenä integraattorina on syytä käyttää jatkuva-aikaista integraattoria *switched-capacitor* tekniikan sijaan. Tällöin on mahdollista saavuttaa suurin takaisinkytkennän ja tulosignaalin integraatio, jota kautta saavutetaan suurin mahdollinen virheen korjaus. Jos ensimmäisenä integraattorina käytettäisiin diskreettiaikaista integraattoria, sen näytteistysprosessissa menetettäisi informaatiota lähdön pulssien ajoituksissa sekä muodossa olevasta virheestä. Tällöin takaisinkytkennän virheenkorjausominaisuudet huonontuvat. (Galaas, 2005)
2. Ensimmäisen integraattorin vahvistus on oltava mahdollisimman suuri, jolloin muissa integraattoreissa aiheutuvat epälinearisuudet sekä kvantisoinnissa tapahtuva kohina voidaan vaimentaa. Integraattorin lähtöjännitteen on pysyttävä

käyttöjännitteiden rajoissa saturoitumisen ja sen aiheuttamien epälinearisuuksien välttämiseksi. Käyttöjännite siis asettaa rajat maksimivahvistukselle. (Galaas, 2005)

3. Integraattorin on pystyttävä seuraamaan takaisinkytkettyä signaalia, joka vaatii operaatiovahvistimelta pientä nousu- ja laskuaikaa, eli slew-ratea. Integraattorin lähtöjännitteen muoto on likimain kolmioaaltoa. Slew-raten täytyy olla pienempi, kuin integraattorin lähdön muutos dv/dt . (Galaas, 2005)

Integraattoreiden estimaatteina toimivien alipäästösuodattimien rajataajuudet asetetaan siten, että sovelluksessa käytettävän kaiuttimen suurinta toistotaajuutta vastaava signaali ei sijoitu suodattimen estokaistalle. Tällöin tulosignaaliin ei synny muutoksia ja $\Sigma\Delta$ -silmukka työntää kohinan suuremmalle taajuusalueelle. (Park)

Integraattoreiden lopulliset vahvistukset selvitetään käyttämällä simulointimallia, jossa otetaan huomioon epäideaalisuuksia, kuten operaatiovahvistimen slew-rate ja käyttöjännitteen asettamat rajoitteet. Lopulliset vahvistukset viitaten kuvaan 3.1, ovat järjestyksessä $b_1 = 20$, $b_2 = 10$. $a_1 = 0.25$ ja Malli pohajutuu lähteessä (Miller, 2002) esitettyyn Simulink-malliin.

3.4.2 Näytteistävän D-kiikun toteutus

$\Sigma\Delta$ -modulaattorin toiminta vaatii D-kiikun, jolla näytteisteteään komparaattorin muodostamaa pulssijonoa. Kiikkua ohjaavalla kellosignaalilla voidaan vaikuttaa muodostettavien pulssien suuruuteen sekä ylinäytteistyskertoimeen, joka siten vaikuttaa resoluutioon. Tässä työssä D-kiikun kellotaajuutena on käytetty 2,5 MHz:a, jolloin saadaan 125-kertainen ylinäytteistys, kun näytteistetään 0 – 10 kHz:n taajuuskaistaa. 125-kertaisella ylinäytteistyksellä voidaan teoriassa saavuttaa 70 dB:n signaali-kohinasuhde, kuten kappaleessa 2.3.1 on esitetty. Kiikku toteutetaan ohjelmallisesti FPGA-piirillä, jolla muodostetaan myös lopullisen audiovahvistimen pulssiohjeet. (Sankala, 2009) FPGA-kiikun etuna on erityisesti pienentyvä diskreettien komponenttien tarve, sillä samalla FPGA:lle tulevalla kellopiirillä voidaan toteuttaa sekä kiikku että pulssiohjeiden muodostus.

4. YHTEENVETO JA JOHTOPÄÄTÖKSET

Tässä työssä käsiteltiin kaksi D-luokan audiovahvistimissa käytettyä modulaatiomenetelmää ja esiteltiin signaalinkäsittelyssä syntyviä virheitä. Menetelmien simulaatioissa tuottamien tulosten välille saatiin selkeästi havaittavia eroja, joiden perusteella kitaravahvistinsovelluksessa käytettävän modulaattorin valinta on perusteltavissa. Työssä määritettiin suuntalinjat, joiden pohjalta fyysinen laite voidaan suunnitella sekä luotiin työkalut, joilla laitteen toimintaa voidaan jatkossa kehittää.

Kappaleessa 3.2 esitetyt simulointitulokset ovat antavat ennusteen modulaattoreiden toiminnasta, mutta eivät ole absoluuttisen oikeita ja täysin luotettavia. Simulointiympäristössä ei voida huomioida kaikkia reaali maailman tekijöitä, jotka vaikuttavat laitteen toimintaan. Täten saatuja tuloksia ei voida pitää absoluuttisen luotettavina. Muunmuassa komponenttien epäideaalisuuksien sekä laitteen sisäisten ja ulkoisten häiriöiden huomioiminen simulointiympäristössä ei ole mahdollista. Erityisesti sähkömagneettisiin häiriöihin pureutuminen vaatii jatkotutkimuksia, kun vahvistimesta on rakennettu toimiva prototyyppi. Simulointituloksiin sisältyy aina myös laskentaepätarkkuus. Modulaattorin prototyypin ja valmiin laitteen rakentamiseksi vaaditaan tulevaisuudessa panostusta erityisesti elektroniikka- ja piirilevysuunnittelun osalta. Myöskään lopulliset pääteasteen asettamat rajoitukset eivät tällä hetkellä ole vielä tiedossa.

Audiotehovahvistimilta vaadittava hyvä äänenlaatu asettaa $\Sigma\Delta$ -modulaattorin suunnitteluun haasteita, sillä signaalikohinasuhde jäi simulointien perusteella alle 60 dB:iin. Signaalikohinasuhteen parantaminen onnistuu modulaattorin astelukua kasvattamalla, mutta samalla stabiiliustarkasteluun on välttämätöntä kiinnittää suurempaa huomiota. Myös referenssijännitettä kasvattamalla voidaan signaalikohinasuhdetta parantaa. Ongelmaksi tällöin kuitenkin muodostuu komponenttien rajallinen nopeus. Jatkossa tutkittavaksi jää, mikä on paras referenssijännitte tähän sovellukseen. Työssä esiteltyjen THD- ja signaalikohinasuhdetulosten perusteella kummallakaan modulaattorilla saavutettava lopputulos ei ole tyydyttävä, jos tavoitteena on äänentoistollisesti puhtaan äänen tuottaminen. Kitaravahvistinsovellukseen saadut tulokset ovat kuitenkin riittäviä.

LÄHTEET

- (Adrian, 2007) Adrian V, Gwee B, Chang J.S (2007) A Review of Design Methods for Digital Modulators. Nanyang Technological University, Singapore. IEEE
- (Varona, 2003) Varona J, Hamoui AA, Martin K (2003) Low-Voltage Fully Monolithic Sigma-Delta-Based Class-D Audio Amplifier. University of Toronto, Ontario. IEEE
- (Galaas, 2005) Gaalaas E, Yang Liu B, Nishamura N, Adams R, Sweetland K (2005) Integrated Stereo $\Delta\Sigma$ Class D amplifier. Journal of solid-state circuits vol 40. no. 12. IEEE
- (Mohan, 2003) Mohan N, Undeland T, Robbins W (2003) Power Electronics, Converters, Applications and Design. John Wiley & Sons, Inc. ISBN 0-471-42908-2
- (Kester, 1993) Kester W, Byrant J (1993) System Application Guide, Analog Devices. Analog Devices, Inc, USA. Kappale nro. 14. ISBN 0-916550-13-3.
- (Borowski, 2008) Borkowski M (2008) Digital Δ - Σ Modulation, Variable modulus and tonal behaviour in a fixed-point digital environment. Universitatis Ouluensis, Faculty of Technology, Department of Electrical and Information Engineering. C Techinca 306. ISBN 978-951-42-8909-5.
- (Park) Park S, Motorola Digital Signal Processors, Principles of Sigma-Delta Modulation for Analog-to-Digital Converters. APR8/D, Rev 1. [Viitattu 27.8.2009] Saatavana [www-muodossa](http://www.muodossa). <http://www.numerix-dsp.com/appsnotes/APR8-sigma-delta.pdf>
- (Toner, 2004) Toner M, Roberts (2004), Electrical measurement, signal processing and displays. CRC Taylor & Francis Group, Boca Raton. Kappale 17. ISBN 0-8493-1733-9
- (Miller, 2002) Miller G, Beasley J.S (2002) Modern Electronic Communication 7th ed. Prentice Hall. ISBN 0-13-016762-2.

- (Anon, 1990) Anon. (1990) Digitaalinen viestintä 2, Digitaalinen modulaatio. Buck Engineering Co. Inc. Valtion painauskeskus, Helsinki. ISBN 951-37-0123-9
- (Sankala, 2009) Sankala A (2009) D-luokan audiovahvistimen pääteastetopologioiden vertailu kitaravahvistinsovelluksessa.
- (Ritoniemi, 1990) Ritoniemi T, Karema T, Tenhunen H (1990) Design of Stable High Order 1-Bit Sigma-Delta Modulators. Tampere University of Technology. IEEE