



Open your mind. LUT.
Lappeenranta University of Technology

D-luokan audiovahvistimen särö ja kohina **Class-D audio power amplifier noise and distortion**

Risto-Veikka Hujanen

TIIVISTELMÄ

Lappeenrannan teknillinen yliopisto
Teknillinen tiedekunta
LUT Energia, sähkötekniikka

Risto-Veikka Hujanen
D-luokan audiovahvistimen särö ja kohina

2014

Kandidaatintyö.
31 sivua, 23 kuvaa, 8 taulukkoa

Tarkastaja: TkT. Mikko Kuisma

Tämän kandidaatintyön aiheena on D-luokan audiovahvistimen särö ja kohina. Tarkoituksena on selvittää vahvistinluokan merkittävien särö- ja kohinamekanismit, sekä arvioida, voidaanko häiriöitä vähentää lähdön suodattimella.

Tutkimusmenetelminä on kirjallisuus ja simulointi. Aineistona on käytetty IEEE:ssä julkaistuja tieteellisiä artikkeleita, eri valmistajien laatimia ohjeita, sekä aihetta käsitteleviä kirjoja. Keskeisimmät tulokset olivat, että merkittävin särömekanismi on transistoreiden suoja-ajan aiheuttama vääristymä, sekä että merkittävin kohina syntyy modulaatiossa käytetystä kantoaallostasta. Kantoaalton näkyvyyteen kuormassa voidaan vaikuttaa ulostulon alipäästösuodattimella. Suoja-ajan aiheuttama harmoninen kokonaissärö asettuu musiikin kais-tanleveydelle, joten sitä ei voida poistaa suodattamalla.

ABSTRACT

Lappeenranta University of Technology
LUT School of Technology
LUT Institute of Technology, Electrical Engineering

Risto-Veikka Hujanen
Class-D audio power amplifier noise and distortion
2014

Bachelor's Thesis.
31 pages, 23 pictures, 8 tables

Examiner: TkT. Mikko Kuisma

The purpose of this Bachelor's Thesis is to investigate class-D audio power amplifier's most significant source of noise and distortion. Secondary goal was to estimate if you can effect or remove those by using output filter.

The study methods were literature and simulation. The popularity of class-D audio power amplifiers has risen only during few last decades so literature was scientific articles from IEEE, manufacturer's guides and books.

The results of this Bachelor's thesis is that the most significant source of distortion is caused by dead-time which is used to protect transistors. The most significant source of noise is the carrier frequency which is used in modulation. The amount of carrier frequency in output can be effected by using output filter. The total harmonic distortion from dead-time is on audio bandwidth, thus it can't be filtered.

SISÄLLYSLUETTELO

KÄYTETYT MERKINNÄT JA LYHENTEET	5
1. Johdanto	6
2. Taustateoria	7
2.1 Modulaatio	7
2.2 Pääteaste	8
2.3 Alipäästösuodatin	11
2.4 Häiriöt	13
2.4.1 Kohina	13
2.4.2 Särö	14
2.5 Audiovahvistimen kuorma	15
3. Simulaatiomalli ja simulaatiot	18
3.1 Kuorman sijaiskytkentä	19
3.2 Simulaatiomalli kantoaallon vaimenemisesta lähdön alipäästösuodattimella	23
3.3 Simulaatiomalli lähdön säröytymiseen suoja-aikaa kasvattaessa	25
4. Johtopäätökset ja yhteenveto	27
LÄHTEET	28
LIITE I	29

KÄYTETYT MERKINNÄT JA LYHENTEET

PWM	Pulse-Width Modulation, Pulssinleveysmodulaatio
SNR	Signal-to-noise ratio, Signaali-kohinasuhde
THD	Total Harmonic Distortion, harmoninen kokonaissärö
$\Sigma\Delta$	Sigma-delta
<i>A</i>	vahvistus
<i>C</i>	kondensaattori
<i>f</i>	taajuus
<i>L</i>	kela
<i>P</i>	teho
<i>Q</i>	transistori
<i>q</i>	hyvyysluku
<i>R</i>	resistanssi
<i>t</i>	aika
<i>U</i>	jännite
<i>V+</i>	positiivinen jännitelähde
<i>V-</i>	negatiivinen jännitelähde
<i>X</i>	reaktanssi
<i>Z</i>	impedanssi

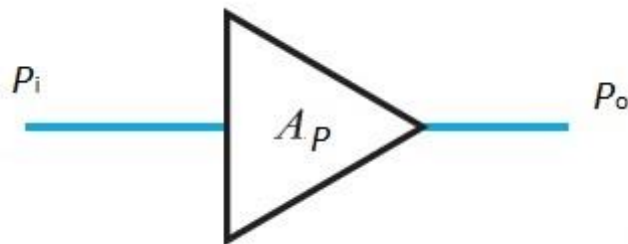
Alaindeksit

0	resonanssitaajuus
c	coil, kela
d	dead-time, transistorin suoja-aika
i	in, sisään
L	load, kuorma
m	kaiuttimen sijaiskytkennän mekaaninen osa
N	noise, kohina
n	sarjan n:s alkio
o	out, ulos
S	signal, signaali
s	näytteistystaajuus
z	Zobel-verkko

1. JOHDANTO

Signaaleiden vahvistaminen ja käsitteleminen on yksi sähkötekniikan keskeisistä osa-alueista. Yksi sovelluksista on musiikin vahvistaminen lähteestä kuormalle. Tehtävään on pitkään käytetty A-, B- ja AB-luokan vahvistimia, joiden heikkoutena on ollut huono hyötysuhde. Viime vuosikymmeninä suositaan on kasvattanut D-luokan audiovahvistin, jonka etuna on jopa 90–95 % hyötysuhde, pieni koko, sekä jäähdytyksen tarpeettomuus. Tämä tekee D-luokan audiovahvistimesta hyvän käytettäväksi kannettavissa elektroniikkalaitteissa. (Gaalas, 2006)

Vahvistin on piiri, jonka tarkoitus on tuottaa sisääntulon signaalia vastaava ulostulo muuttaen sen suuruutta. Vahvistin voi vahvistaa jännitettä, virtaa tai tehoa (Storey, 2006). Audiovahvistimen tapauksessa vahvistettava suure on teho, kun pieni tehoisen lähteen signaali vahvistetaan kuormalle (Cordell, 2011). Kuvassa 1.1 on esitetty kuva vahvistimesta. Kuvassa on sisään menevä teho P_i , ulos tuleva teho P_o , sekä vahvistus A_p .

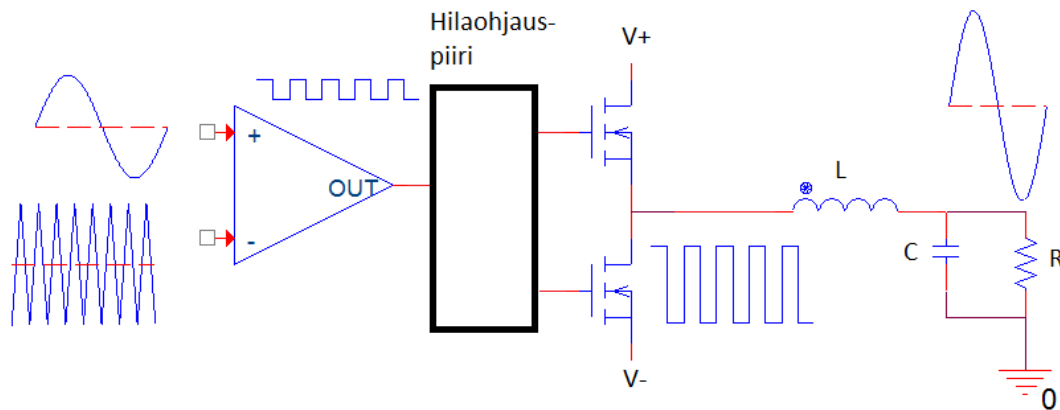


Kuva 1.1. Vahvistinta kuvaava piirikaavio. Kuva on muokattu lähteestä (Storey, 2006).

Vahvistimen vahvistus on ulostulon ja sisäänmenon suhde ja sen suuruus voidaan laskea yhtälöstä (1.1). Vahvistus voidaan ilmoittaa myös desibeleinä. (Storey, 2006)

$$A_p = \frac{P_o}{P_i} \quad (1.1)$$

D-luokan audiovahvistin koostuu pääosin kolmesta vaiheesta: tulon signaalin modulaatiosta, moduloidun signaalin vahvistamisesta ja vahvistetun signaalin demodulaatiosta. Rakenne on esitetty kuvassa 1.2. Modulaatiossa sisään tuleva audiosignaali muutetaan korkeataajuisiksi digitaalisignaaleiksi, käyttämällä esimerkiksi pulssinleveysmodulaatiota. Moduloitu signaali ohjaa pääteasteen transistoreita, jolloin moduloitu signaali vahvistuu. Vahvistettu signaali demoduloidaan käyttämällä alipäästösuodatinta, jolloin jäljelle jää vahvistettu audiosignaali. Modulaation lisäämät korkeataajuiset kanta-aallot suodattuvat pois demodulaatiossa. (Honda)



Kuva 1.2. D-luokan audiovahvistimen rakenne koostuu signaalin modulaatiosta, vahvistamisesta ja demodulaatiosta. Kuva on muokattu lähteestä (Ferroxcube).

D-luokan vahvistimen varjopuolena on kuitenkin ollut äänenlaatu, joka on kärsinyt häiriöiden määrästä. Häiriöitä syntyy kaikissa vahvistimen vaiheissa ja niiden poistaminen kokonaan on mahdotonta.

Tämän kandidaatintyön tutkimusmenetelmiksi on valittu simulointi ja kirjallisuus. Taustateoriaan on perehdytty lukemalla kirjallisuutta ja simulaatioiden avulla. Simulaatiot ovat tehty käyttämällä MATLAB- ja OrCAD-ohjelmistoa. Tämän kandidaatintyön tutkimuskysymyksiksi ja tavoitteeksi asetettiin merkittävimmät särön ja kohinan synty lähteet sekä arvioida, voidaanko säröä tai kohinaa vähentää lähdön alipäästösuodattimen avulla.

Tutkielman rakenne alkaa taustateorian esittämisellä: miten D-luokan audiovahvistin ja sen eri osat toimivat. Tämän jälkeen esitetään D-luokan vahvistimen merkittävin kohina- ja särömekanismi. Lopussa muodostetaan simulaatiomalli, jonka avulla voidaan simuloida häiriöiden syntyä ja mahdollista poistoa.

2. TAUSTATEORIA

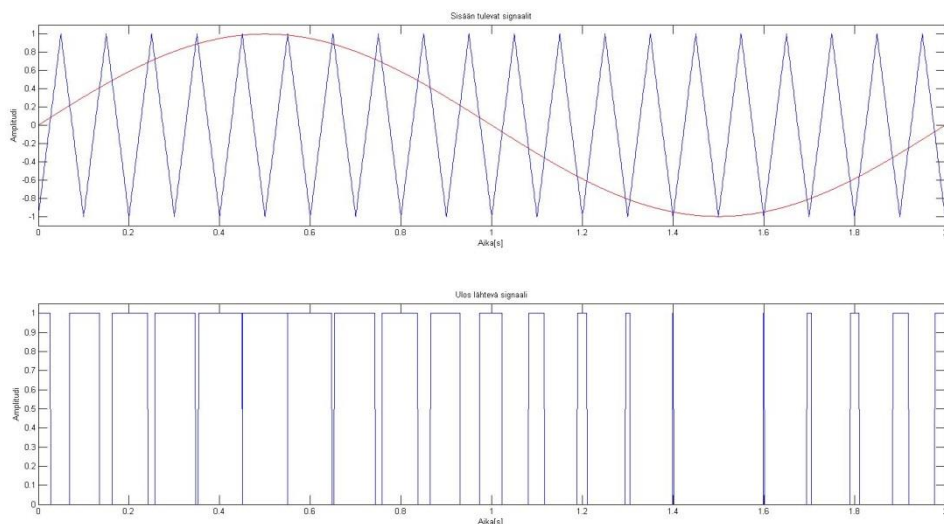
Tässä kappaleessa esitetään D-luokan audiovahvistimen taustateoria, keskeiset kohina- ja särömekanismit, sekä audiovahvistimen lähtöön liitettävän kuorman vaikutus.

2.1 Modulaatio

Modulaatio on tapa esittää jokin signaali toisen signaalin avulla. D-luokan audiovahvistimen modulaatio muuttaa sisääntulon analogisen audiosignaalin yksibittiseksi digitaalisignaaliksi, joka vahvistetaan ja palautetaan takaisin analogiseksi. Tyypillinen audiokaistanleveys on 20 Hz-20 kHz. Nyquist-teoreeman mukaisesti laskostumisen välttämiseksi tarvi-

taan vähintään kaistanleveyttä kaksinkertainen näytteistystaajuus f_s . D-luokan audiovahvistimen modulaatiossa kuitenkin käytetään huomattavasti korkeampaa näytteistystaajuutta, luokkaa 100 kHz – 1 MHz, jotta saavutetaan haluttu tarkkuus ja äänenlaatu (Moreno, 2005). D-luokan vahvistimissa yleisimmin käytettävät modulaatiomenetelmät ovat pulssinleveysmodulaatio (PWM) ja sigma-deltamodulaatio ($\Sigma\Delta$) (Gaalaas, 2006).

Pulssinleveysmodulaatiossa moduloidun signaalin pulssinleveys kuvaa alkuperäisen signaalin amplitudia. Modulaatio voidaan tehdä komparaattorin avulla, vertaamalla tulon audiosignaalia kanta-aaltoon, joka on yleensä kolmio- tai ramppiaalto. Komparaattorin ei-invertoivaan tulon tuodaan moduloitava audiosignaali ja invertoivaan tulon tuodaan kanta-aalto. Kun audiosignaalin amplitudi on korkeampi kuin kanta-aallon, komparaattorin ulostulo saa arvoksi positiivisen käyttöjännitteen. Kun kanta-aallon amplitudi on suurempi, ulostulo saa arvoksi negatiivisen käyttöjännitteen. PWM:n toiminta on esitetty kuvassa 2.1. (Caldwell, 2013)



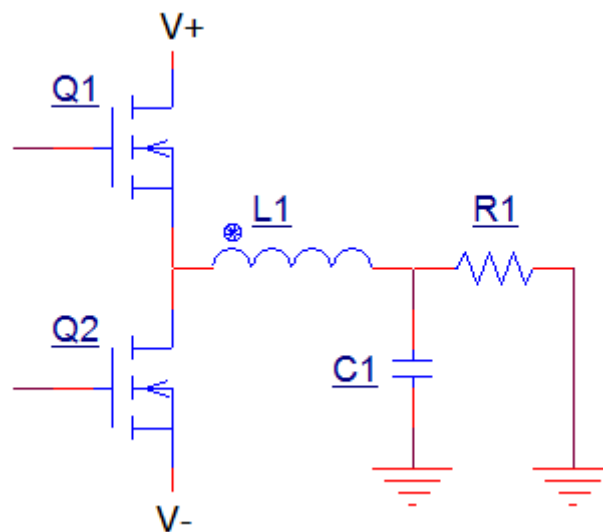
Kuva 2.1. Pulssinleveysmodulaation toimintaperiaate. Ylimmässä kuvassa punainen signaali on sisääntulo ja sininen signaali on kanta-aalto. Alemmassa kuvassa on esitetty pulssinleveysmodulaation ulostulo, eli moduloitu audiosignaali. Kuva on muokattu lähteestä (Caldwell, 2013).

2.2 Pääteaste

Pääteaste on vahvistimen tehoa vahvistava osa. Se syöttää tehoa kuormaan vahvistimen tulon signaalin ohjaamana. Perinteisissä vahvistinluokissa pääteasteen transistorit toimivat lineaarisella alueella, mutta D-luokan vahvistimissa ne toimivat kytkiminä. Vahvistin-

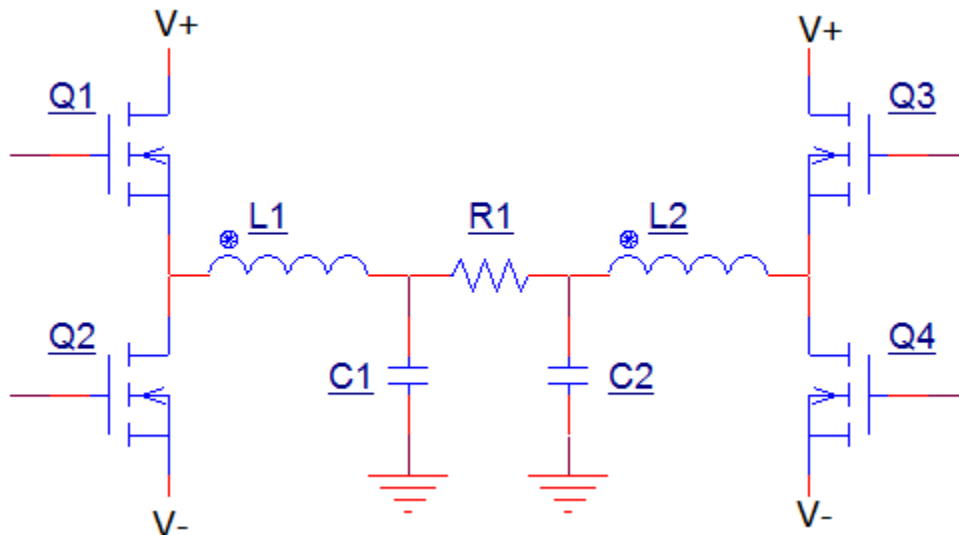
luokan hyvä hyötysuhde perustuu kytkinkäyttöön, koska kytkimenä käytettävässä ideaalisessa transistorissa ei ole häviöitä. Yleisimmin käytetyt pääteastetopologiat D-luokan audiovahvistimelle ovat puoli- ja täysisilta.(Moreno, 2005)

Puolisilta koostuu kahdesta transistorista, jotka ovat kytkettyinä kaksipuoliseen jännitteeseen. Kuormaan ajetaan tehoa kytkemällä toinen transistorista kyllästysalueelle ja pitämällä toinen sulkuilassa. Johtavaa transistoria vuorotellaan, jolloin kuorma on vuorotellen kytkettynä positiiviseen ja vuorotellen negatiiviseen jännitelähteeseen. Puolisilta on esitetty kuvassa 2.2.(Moreno, 2005)



Kuva 2.2. Puolisilta koostuu kahdesta transistorista, jotka ovat kytkettyinä negatiiviseen ja positiiviseen jännitelähteeseen. Kuva on muokattu lähteestä (Moreno, 2005).

Kokosillan rakenne koostuu neljästä transistorista. Rakenne on esitetty kuvassa 2.3. Kokosillan toiminta perustuu transistoripareihin, jolloin toinen transistoripareista on kyllästysalueella ja toinen on sulkuilassa. Transistoriparit ovat kuvassa 2.3 esitetyt transistorit Q_1 ja Q_4 , sekä toinen transistoripari Q_2 ja Q_3 .(Moreno, 2005)

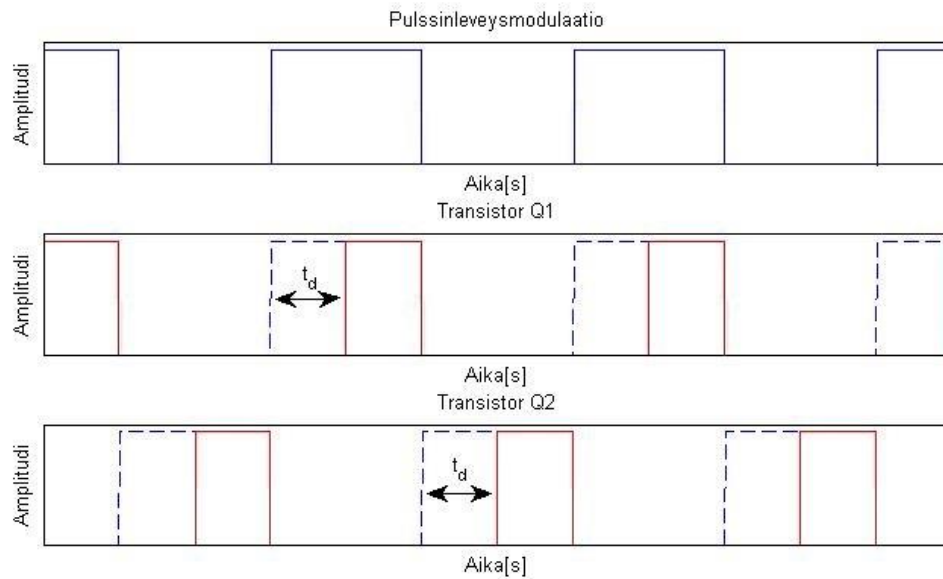


Kuva 2.3. Täysisilta koostuu kahdesta transistoriparista, joiden väliin sijoittuu kuorma. Suodattimen kondensaattoreiden C_1 ja C_2 maadoitetut elektrodit voidaan vaihtoehtoisesti myös kytkeä yhteen. Kuva täysisillasta on muokattu lähteestä (Moreno, 2005).

Puoli- ja täysisilta eroavat toisistaan lähinnä rakenteen yksinkertaisuuden, komponenttien lukumäärän, sekä äänenlaadun perusteella. Puolisilta tarvitsee toimiakseen vähemmän komponentteja ja on näin toteutettavissa yksinkertaisemmalla, halvemmalla ja pienemmällä kytkennällä. Toisaalta täysisilta tarjoaa paremman äänenlaadun, sekä mahdollistaa yksipuolisen jännitelähteen käytön. (Honda)

Kummankin kytkennän heikkoutena on vaara oikosulusta. Transistoreiden kytkentäilmiöissä esiintyy viiveitä, jolloin syntyy riski tilanteesta jossa jännitelähde kytkeytyy oikosulkuun, jos väärät transistorit ovat kyllästysalueella. Tämä johtaa tilanteeseen, jossa kytkentä voi tuhoutua. Jotta tältä ilmiöltä vältytään, kytkentäilmiöihin voidaan lisätä suoja-aika, jolloin kumpikaan transistori ei johda. (Koeslag, 2007)

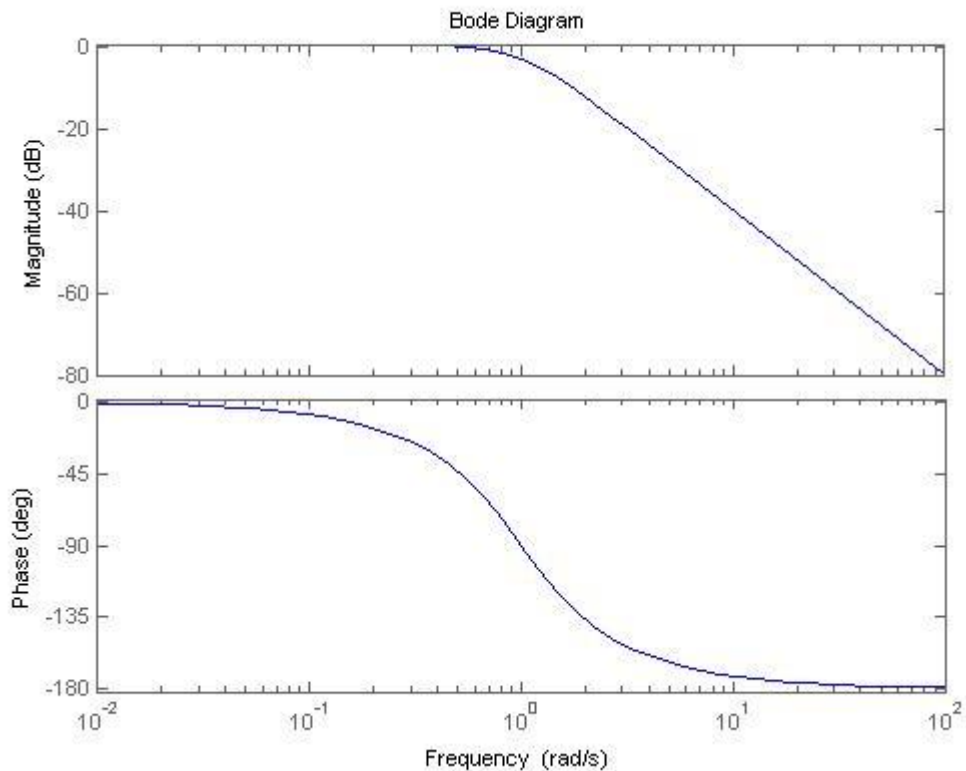
Transistoreiden suoja-aika puolisolille voidaan esittää kuvassa 2.4. Kuvassa ylhäällä on pulssinleveysmodulaation ulostulo, joka kytkee vuorotellen johtamaan joko transistorin Q_1 tai Q_2 . Kuvassa katkoviivalla on esitetty kohta, jossa transistori asettuisi kyllästysalueelle, mutta nousevaa reunaa on viivästetty suoja-ajan t_d verran. Näin transistoreiden kytkentäilmiöiden väliin saadaan suoja-aika ja estetään oikosulun mahdollisuus. Samaa periaatetta voidaan soveltaa myös täysisiltaan, viivästäällä transistoriparin kumpaakin transistoria. (Cordell, 2011)



Kuva 2.4. Ylimmäisessä kuvassa on esitetty pulssinleveysmodulaation ulostulo. Keskimmäisessä ja alimmassa kuvassa on esitetty, kuinka transistoria ohjaava nouseva reuna on viivästetty suoja-ajan t_d verran, jolloin kumpikaan transistoreista ei johda. Kuva puolisisällän transistoreiden suoja-ajasta on muokattu lähteestä (Cordell, 2011).

2.3 Alipäästösuodatin

Ideaalinen alipäästösuodatin on kytkentä, joka päästää muuttumatta läpi taajuudet, jotka ovat rajataajuuden alapuolella ja poistaa taajuudet sen yläpuolella. Suodattimen toimintaa voi kuvata taajuusvasteella, jossa tarkastellaan kytkennän vahvistusta taajuuden funktiona. Muutos esto- ja päästökaistan välillä ei tapahdu diskreetisti, vaan vahvistus alkaa laskemaan jo ennen rajataajuutta, saavuttaen arvon -3 dB rajataajuudessa. Tämän jälkeen vahvistus ensimmäisen kertaluvun suodattimelle laskee 20 dB/dekadi. Kuva ensimmäisen kertaluvun alipäästösuodattimen taajuus- ja vaihevasteesta on esitetty kuvassa 2.5.(Storey, 2006)



Kuva 2.5. Taajuus- ja vaiheaste ensimmäisen kertaluvun alipäästösuodattimelle.

Alipäästösuodatin voidaan toteuttaa monella eri tavalla, mutta D-luokan audiovahvistimen kirjallisuudessa esiintyy tyypillisesti toisen kertaluvun Butterworth-alipäästösuodatin (Ferroxcube). Yleisyys perustuu sen päästökaistan tasaisuuteen, sekä se on mahdollista toteuttaa reaktiivisilla komponenteilla (Gaalas, 2006).

Butterworth-alipäästösuodattimen mitoittamiseen on monta eri tapaa, kuten laskemalla siirtofunktio tai polynomi, käyttämällä valmiita normalisoituja taulukoita tai käyttämällä ohjelmistoja, kuten MATLAB. Yksi yleisistä tavoista on käyttää Cauer-topologiaa, jonka avulla voidaan laskea normalisoidut arvot halutulle suodattimelle, sekä denormalisoida ne komponenttien todellisiksi arvoiksi. Tämän kandidaatintyön simulaatioihin tarvittavat alipäästösuodattimet ja niiden toteuttamiseen tarvittavien komponenttien arvot ovat laskettu liitteessä I.

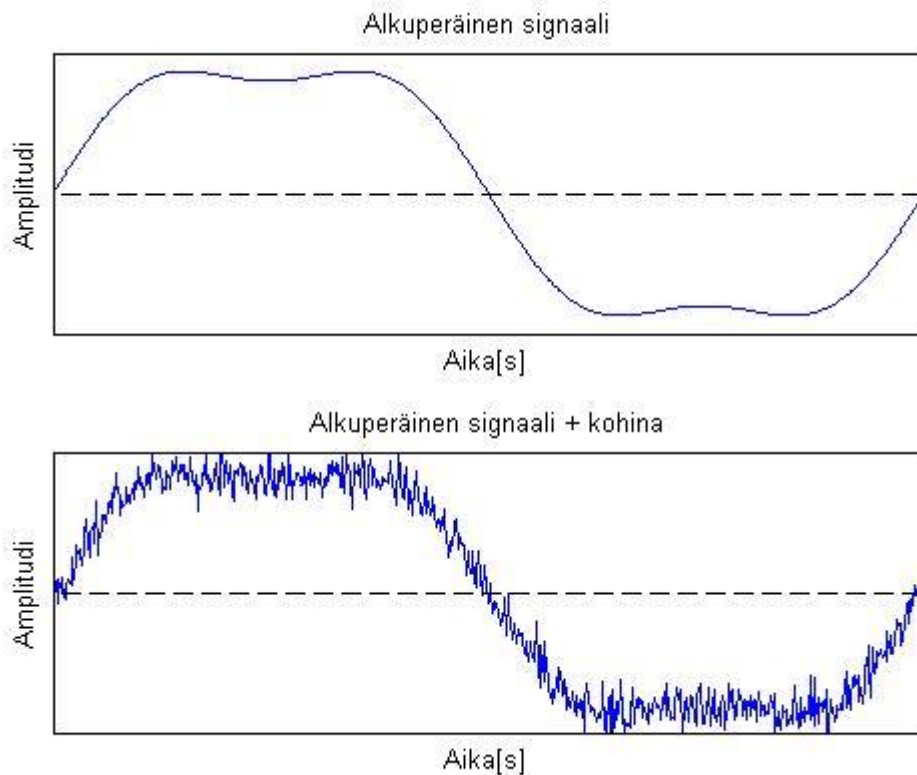
Butterworth-alipäästösuodattimen komponenteista kelat asetetaan sarjaan ja kondensaattorit rinnakkain. Jos lähteenä toimii jännitelähde, suodatin alkaa lähteeltä katsoen sarjaan kytketyllä kelalla ja virtalähteen tapauksessa rinnakkain kytketyllä kondensaattorilla. (Matthaei, 1963)

2.4 Häiriöt

Yksikään elektroninen piiri ei ole ideaalinen, vaan se sisältää aina häiriöitä. Tyypillisimmät häiriöt audiovahvistimessa ovat särö ja kohina. Tässä kappaleessa on esitelty särön ja kohinan erot.

2.4.1 Kohina

Kohina on signaalin satunnaista vaihtelua, joka syntyy vahvistimen sisällä tai säteilee ulkoisista lähteistä. Kohinan määritelmänä on, että se on tulosta riippumatonta. Kuva kohinasta on esitetty kuvassa 2.6.



Kuva 2.6. Ylemmässä kuvassa on esitetty alkuperäinen signaali ja alemmassa kuvassa sama signaali, johon on lisääntynyt satunnaista kohinaa. Kuva on muokattu lähteestä (Storey, 2006).

Kohinan suuruuden määrittämiseen voidaan käyttää signaali-kohinasuhdetta. Signaali-kohinasuhde vertaa itse signaalin ja kohinan tehon välistä suhdetta. Se voidaan laskea yhtälöstä (2.1) ja sen yksikkö on desibelejä. (Storey, 2006)

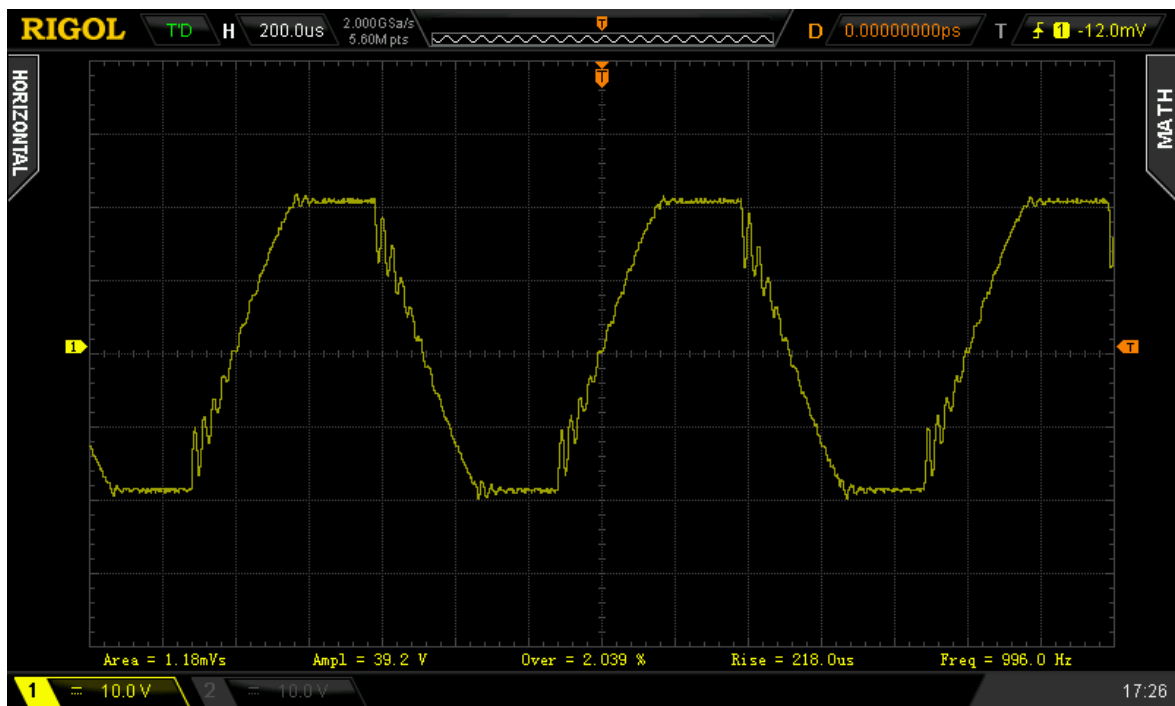
$$SNR = 10 \log_{10} \left(\frac{P_S}{P_N} \right) \quad (2.1)$$

missä SNR on signaali-kohinasuhde, P_S on signaalin teho ja P_N on kohinan teho.

Eri kohinalähteitä on erittäin monta. Sitä muun muassa syntyy lämmön vaikutuksesta, säteilee avaruudesta tai indusoituu ulkoisista lähteistä (Storey, 2006). Tämän kandidaatintyön toteuttamiseksi on rajattu tarkasteltavaksi D-luokan audiovahvistimen suurin kohinalähde, eli modulaatiossa käytetty kanta-aalto, joka on pakko pois suodattaa vahvistimen lähdöstä, jotta vahvistetusta signaalista saataisi audiosignaali (Cordell, 2011)(Ferroxcube).

2.4.2 Särö

Audiovahvistimen särö tarkoittaa vahvistettavan signaalin vääristymistä lähtöön. Ideaalita-pauksessa ainut muuttuva ominaisuus signaalille on sen amplitudi, mutta todellisuudessa signaali vääristyy aina. Esimerkki säröytyneestä signaalista on esitetty kuvassa 2.7.



Kuva 2.7. Oskilloskoopilla tallennettu kuva erään kiinalaisen D-luokan audiovahvistimen säröytyneestä lähdöstä. Vahvistimen tulon syötettiin 1kHz taajuudella $1 V_{pp}$ sini-aalto signaaligeneraattorista. Oskilloskoopin kanava 1 on kytketty vahvistimen lähtöön, jossa oli kuormana 8Ω vastus. Oskilloskoopin aika-akseliksi on asetettu $200 \mu\text{S}$ /ruutu ja amplitudiksi 10 V /ruutu.

Kuvasta 2.7 on tulkittavissa, että lähtö on säröytynyt merkittävästi. Sini-aallon huiput ovat leikkaantuneet, joka johtuu liian pienestä vahvistimen käyttöjännitteestä (n. $\pm 17 \text{ V}$). Kuvassa on myös havaittavissa värähtelyä, jonka syntytavasta ei ole varmuutta.

Kuten kohina-, myös särömekanismeja on erittäin monta. D-luokan vahvistimelle tyypillisiä särömekanismeja ovat transistoreiden suoja-ajan aiheuttama virhe, ulostulon suodattimen

ja kuorman aiheuttama vääristymä, modulaation kvantisointivirhe, sekä transistoreiden nousu- ja laskuaika.(Cordell, 2011)

Särön suuruutta voidaan mitata käyttämällä harmonista kokonaissäröä, joka voidaan laskea yhtälöstä (2.2). Harmoninen kokonaissärö laskee harmonisten komponenttien suhteen alkuperäiseen taajuuteen. Suhde yleensä ilmoitetaan prosentteina.(Honda)

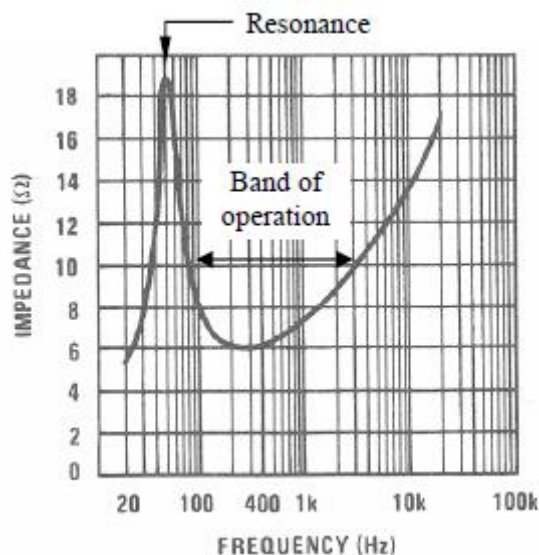
$$THD = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \quad (2.2)$$

missä THD on harmoninen kokonaissärö, U_1 on perustaajuuden jännite ja U_2, U_3, \dots, U_n sen harmonisten komponenttien jännitteet.

Tämän kandidaatintyön toteuttamiseksi on valittu tarkasteltavaksi kirjallisuuden mukaan merkittävin särömekanismi, joka on transistoreiden suoja-aika (Koeslag, 2007)(Honda).

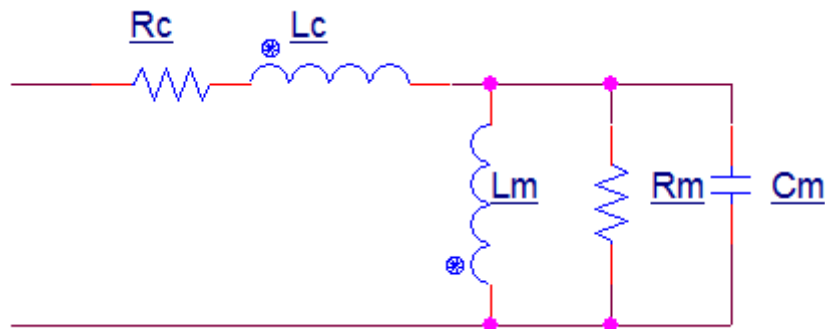
2.5 Audiovahvistimen kuorma

Audiovahvistimen kuormana toimii useimmiten kaiutin. Sen impedanssi on yleensä ilmoitettu jonain nimellisarvona, kuten 2Ω , 4Ω tai 8Ω . Nimellisarvo saattaa antaa kuvan, että kaiuttimen impedanssi olisi jokin vakioresistanssi. Näin ei kuitenkaan ole, vaan se sisältää huomattavia reaktiivisia komponentteja, joiden suuruus muuttuu taajuuden funktiona. Kaiuttimen reaktiiviset osat johtuvat kelan induktanssista sekä kalvon mekaanisesta resonanssitaajuudesta. Erään kaiuttimen impedanssi taajuuden funktiona on esitetty kuvassa 2.8. Impedanssissa on havaittavissa kalvon resonanssitaajuuden aiheuttama piikki taajuudella 65Hz, sekä kelan reaktanssin kasvu kohti loppua.(York, 2008)



Kuva 2.8. Erään 8Ω kaiuttimen impedanssi taajuuden funktiona.(York, 2008)

Kaiuttimen impedanssia voi mallintaa erilaisilla sijaiskytkennöillä. Yksinkertaisin tapa on käyttää vakioresistanssia, jonka arvo on kaiuttimen impedanssin nimellisarvo. Toinen mahdollinen tapa on käyttää vastuksen ja kelan sarjakytkentää, jolloin myös kelan reaktanssi on huomioitu. Kalvon värähtelyn resonanssitaajuuden aiheuttaman huipun voi myös sisällyttää malliin, jolloin kelan ja vastuksen jälkeen kytketään sarjaan RLC-rinnakkaisresonanssipiiri. Kaiuttimen sijaiskytkentä on esitetty kuvassa 2.9. Sijaiskytkennässä on kelan resistanssi R_c , kelan induktanssi L_c , sekä kaiuttimen mekaanisia ominaisuuksia mallintava RLC-piiri, joka muodostuu induktanssista L_m , kapasitanssista C_m , sekä resistanssista R_m . (York, 2008)



Kuva 2.9. Sijaiskytkentä kaiuttimen mallintamiseen. Kuva on muokattu lähteestä (York, 2008).

Sijaiskytkennän komponenttien arvot voidaan selvittää mittaamalla ja laskemalla arvot yhtälöistä. Sijaiskytkennän muodostamisen ensimmäinen askel on selvittää kaiuttimen resonanssitaajuus f_0 , kelan resistanssi R_c , sekä kelan induktanssi L_c . Kun kaiuttimeen syötetään signaali resonanssitaajuudella, sijaiskytkennän mekaanista vaikutusta mallintavan RLC-rinnakkaisresonanssipiirin induktanssi ja kapasitanssi ovat yhtä suuret, mutta erimerkkiset, jolloin ne eivät vaikuta kaiuttimen impedanssiin. Kaiuttimeen menevä virta ja jännite voidaan mitata, jolloin voidaan laskea ohmin-lain avulla impedanssin itseisarvo, joka muodostuu sarjaan kytketystä kelan resistanssista, kelan reaktanssista, sekä mekaanista rasitusta kuvaavasta resistanssista. Mekaaninen resistanssi voidaan laskea yhtälöstä (2.3). (York, 2008)

$$Z_L = R_c + X_c + R_m \quad (2.3)$$

missä Z_L on kaiuttimen impedanssin itseisarvo ja X_c on kelan reaktanssi.

Koska kaiuttimen kelan reaktanssi resonanssitaajuudella on erittäin pieni verrattuna kaiuttimen sijaiskytkennän resistansseihin, se voidaan jättää huomioimatta. Näin resistanssi R_m voidaan laskea vähentämällä kelan resistanssi kaiuttimen impedanssin itseisarvosta resonanssitaajuudella.

Mekaanista rasiutusta kuvaavat reaktanssit voidaan laskea käyttämällä valmistajan ilmoittamaa mekaanista hyvyyslukua q_m . RLC-rinnakkaisresonanssiipiirin hyvyysluvun voi laskea yhtälöstä (2.4), joka voidaan johtaa yhtälöksi (2.5), josta saadaan laskettua sijaiskytken kapasitanssi. (York, 2008)

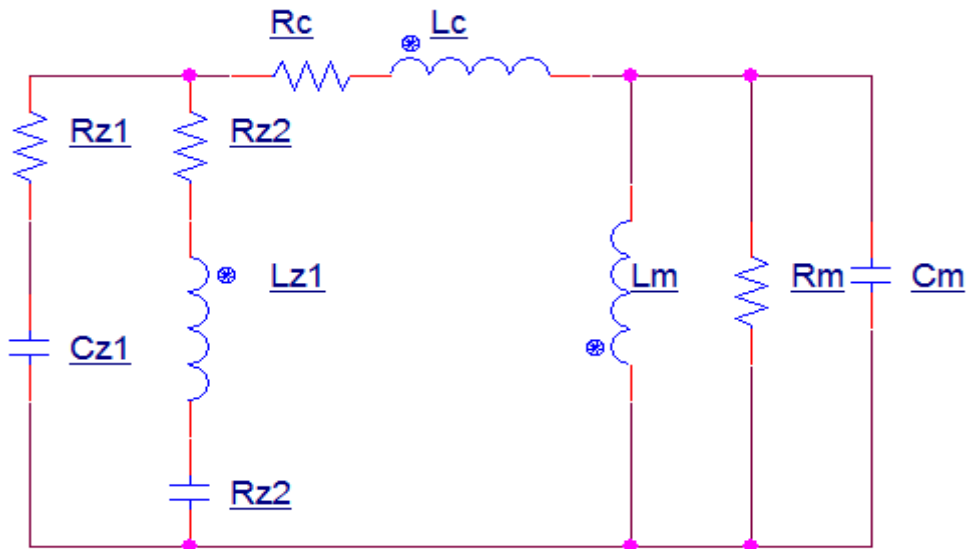
$$q_m = \omega R_m C_m \quad (2.4)$$

$$C_m = \frac{q_m}{2\pi f_0 R_m} \quad (2.5)$$

RLC-rinnakkaisresonanssiipiirin induktanssi ja kapasitanssi ovat resonanssitaajuudella yhtä suuret, joten mekaanista rasiutusta kuvaava induktanssi voidaan laskea yhtälöstä (2.6).

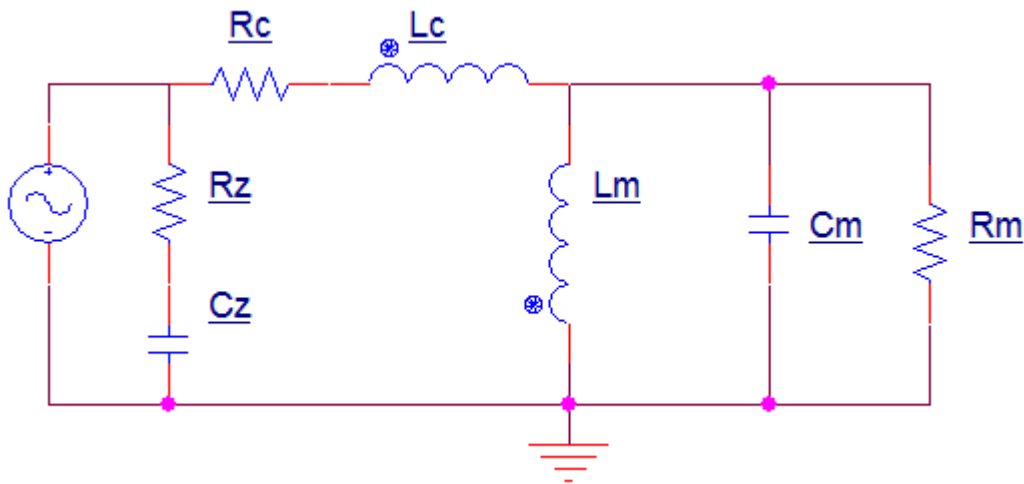
$$L_m = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_m} \quad (2.6)$$

Suodattimet yleensä mitoitetaan jollekin vakiokuormalle. Jotta kaiutin voitaisiin liittää suodattimeen vakiokuormana, täytyy sen muuttuva impedanssi kompensoida jotenkin. Tähän voidaan käyttää esimerkiksi Zobel-verkkoa, joka on impedanssisovitus. Zobel-verkon oikealla mitoituksella saadaan poistettua kalvon resonanssitaajuuden, sekä kelan induktanssin aiheuttama impedanssin muutos. Esimerkki Zobel-verkosta on esitetty kuvassa 2.10. (Isaac)



Kuva 2.10. Zobel-verkko joka on kytketty kaiuttimen sijaiskytken rinnalle. Zobel-verkko koostuu sarjaan kytketystä RLC-piiristä, joka kompensoi resonanssitaajuuden aiheuttaman impedanssiipiikin, sekä sarjaan kytketystä RC-piiristä, joka kompensoi kaiuttimen kelan induktanssin aiheuttaman impedanssin nousun. Kuva on muokattu lähteestä (Isaac).

Koska alipäästösuodattimen impedanssi on päästökaistalla mahdollisimman pieni, kaiuttimen resonanssitaajuuden aiheuttaman impedanssin vaikutus alipäästösuodattimeen on erittäin pieni. Täten Zobel-verkosta voidaan käyttää muunnelmää, joka kompensoi pelkästään kaiuttimen kelan aiheuttaman reaktanssin. Tällainen Zobel-verkko muodostuu pelkästään sarjaan kytketystä kondensaattorista C_z ja vastuksesta R_z , joka on esitetty kuvassa 2.11. (Isaac)



Kuva 2.11. Kaiuttimen sijaiskytkentä, jonka rinnalle on laitettu kaiuttimen kelan reaktanssin poistava Zobel-verkko.

Zobel-verkon komponenttien arvot voidaan laskea käyttämällä yhtälöitä (2.7) ja (2.8). Zobel-verkon resistanssi valitaan yhtä suureksi kuin kaiuttimen. Kapasitanssin arvo saadaan asettamalla Zobel-verkon RC-piirin aikavakio yhtä suureksi kuin kaiuttimen sijaiskytkennän kelan aikavakio.

$$R_z = R_c \quad (2.7)$$

$$C_z = \frac{L_c}{R_c^2} \quad (2.8)$$

3. SIMULAATIOMALLI JA SIMULAATIOT

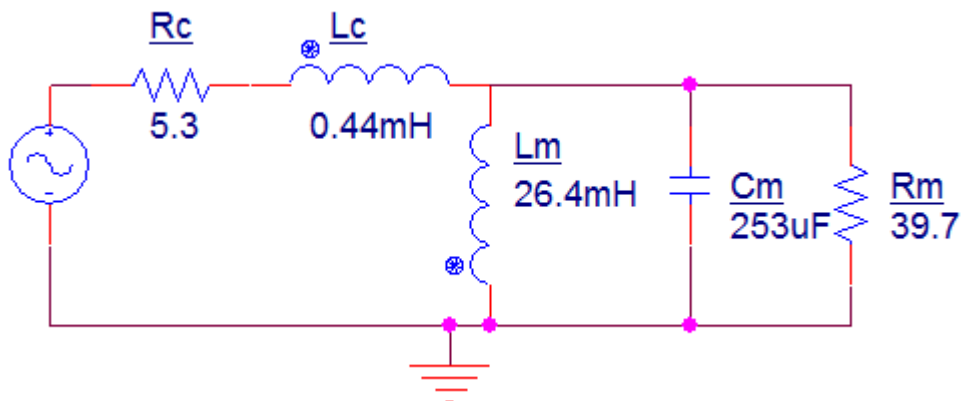
Tässä kappaleessa muodostetaan simulaatiomalli D-luokan audiovahvistimelle, jonka avulla voidaan tutkia kantaallon näkyvyyttä ulostulossa ja transistoreiden suoja-ajan aiheuttamaa harmonista kokonaissärröä. Simulaation toteuttamiseen on käytetty modulaatiossa 200 kHz:n näytteistystaajuutta, mitoitettujen alipäästösuodattimien rajataajuus on 100 kHz, sekä simulaatiomalleissa on käytetty ideaalisia komponentteja. Alipäästösuodattimen rajataajuus on valittu 100 kHz:ksi, jottei se aiheuttaisi huomattavaa vaihesiirtoa au-

diokaistalla. Vastaavasti 200 kHz:n kytkentätaajuus on valittu hieman alipäästösuodattimen rajataajuutta korkeammaksi, jolloin sen vaimenemista on helpompi tutkia.

Simulaatio-ohjelman asetuksiksi transientti-ilmiöille on valittu 100 ns näytteistysväli ja 5 ms kesto. Transientti-ilmiöissä vahvistimen sisäänmenoon on syötetty 1 kHz siniaalto, jonka amplitudi on 80 % modulaatiossa käytetystä kolmioaallost. Taajuuspyyhkäisy on tehty logaritmisesti taajuusvälillä 10 Hz-20 kHz laskemalla 100 näytepistettä/dekadi. Pääteasteen käyttöjännite on ± 10 V.

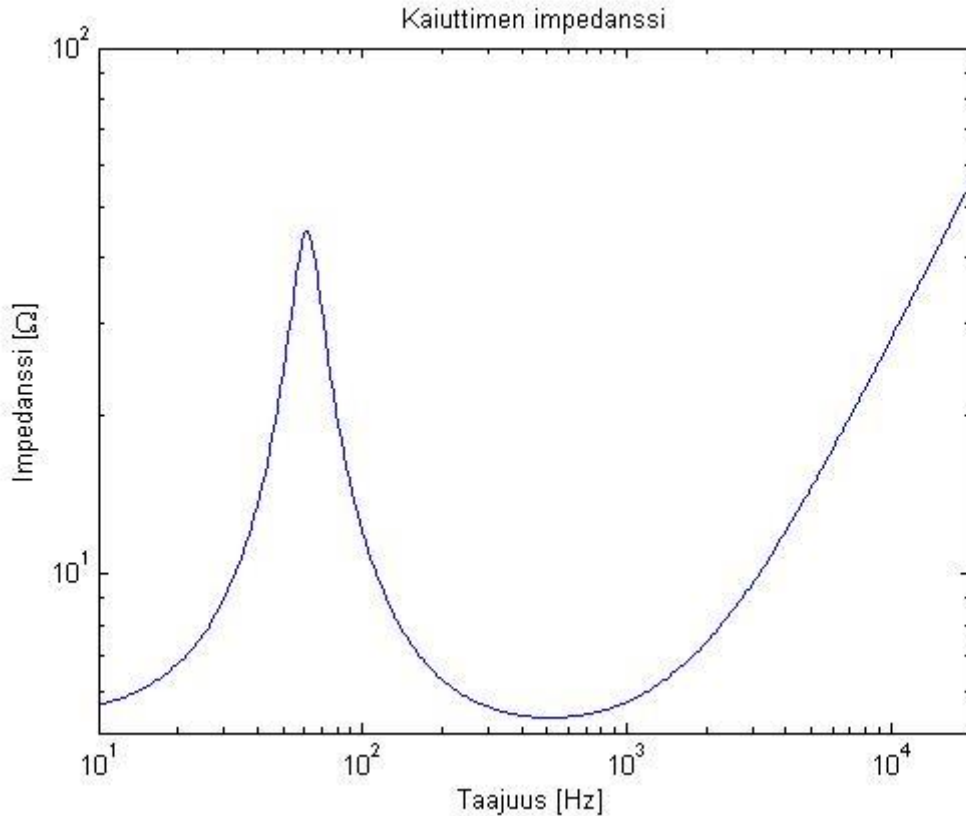
3.1 Kuorman sijaiskytkentä

Kuormaksi valittiin koteloimaton Eminance Alpha-8A kaiutin, jonka impedanssin nimellisarvo on 8Ω . Impedanssin itseisarvo voidaan simuloida käyttämällä vaihtosähkölähdettä, jolla tehdään taajuuspyyhkäisy. Impedanssin itseisarvo voidaan laskea kaiuttimeen menevän virran ja jännitteen suhteesta. Simulaatiomalli kaiuttimen sijaiskytkennälle on esitetty kuvassa 3.1.



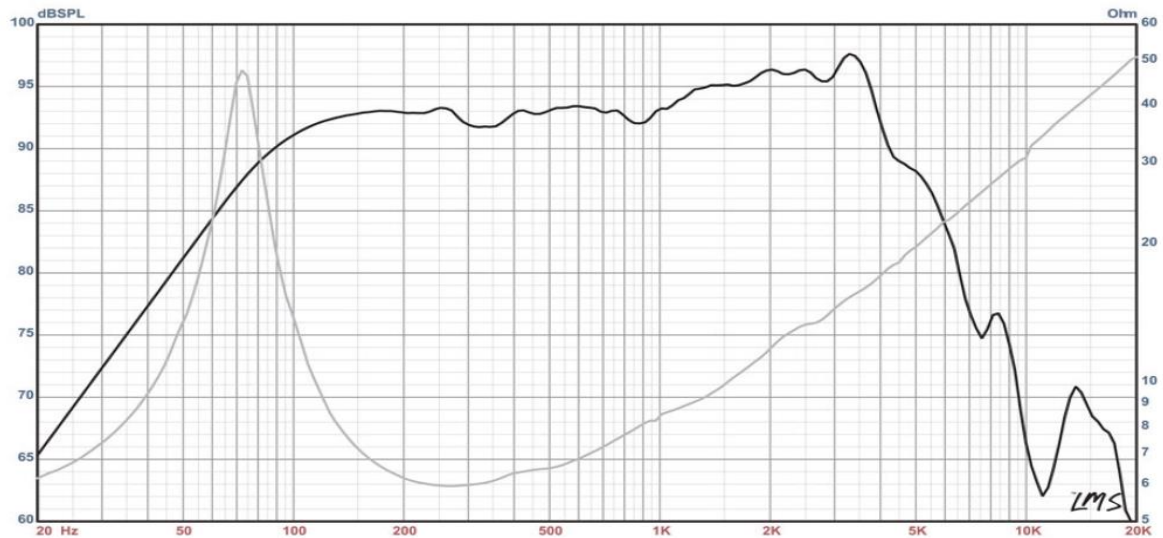
Kuva 3.1. Kaiuttimen sijaiskytkennän simulaatiomalli.

Kuvassa resistanssi R_C mallintaa kaiutinelementin kelan resistanssia ja induktanssi L_C kelan induktanssia. Rinnakkaisresonanssipiiri, joka muodostuu resistanssista R_M , induktanssista L_M ja kapasitanssista C_M , mallintaa kaiutinelementin mekaanista osaa. Kuorman sijaiskytkennän impedanssin itseisarvon simulaatiotulos on esitetty kuvassa 3.2.



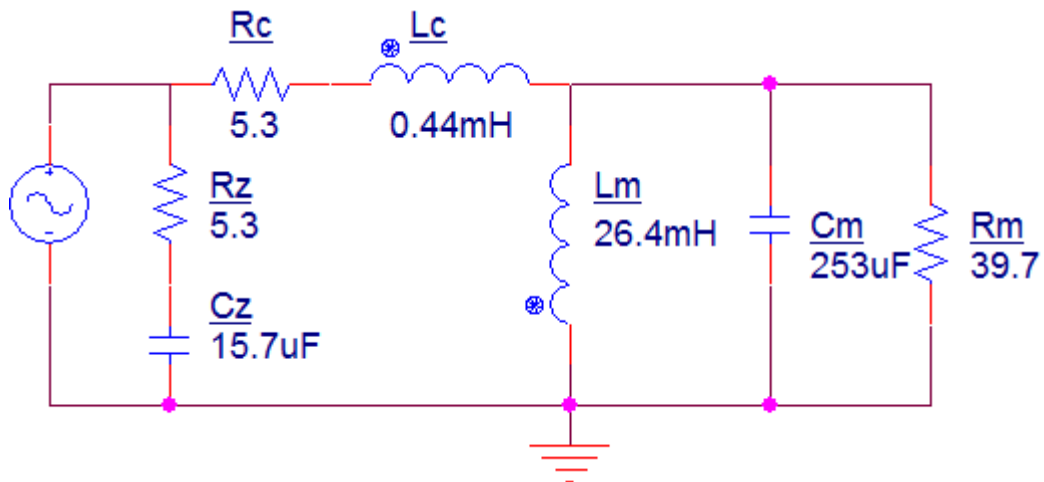
Kuva 3.2. Kuvassa on esitetty simuloitu tulos kuorman sijaiskytkennän impedanssin itseisarvosta taajuuden funktiona.

Kuvasta on nähtävissä, että impedanssin itseisarvossa on noin 45 Ω piikki taajuuden ollessa noin 60 Hz, joka on kaiuttimen resonanssitaajuus. Taajuuden kasvaessa suuremmaksi kuin 1 kHz, impedanssin itseisarvo rupeaa kasvamaan johtuen kaiuttimen kelan reaktanssista. Tulosta voidaan verrata kaiuttimelementin valmistajan datalehdessä esitettyyn kuvaajaan, joka on esitetty kuvassa 3.3.

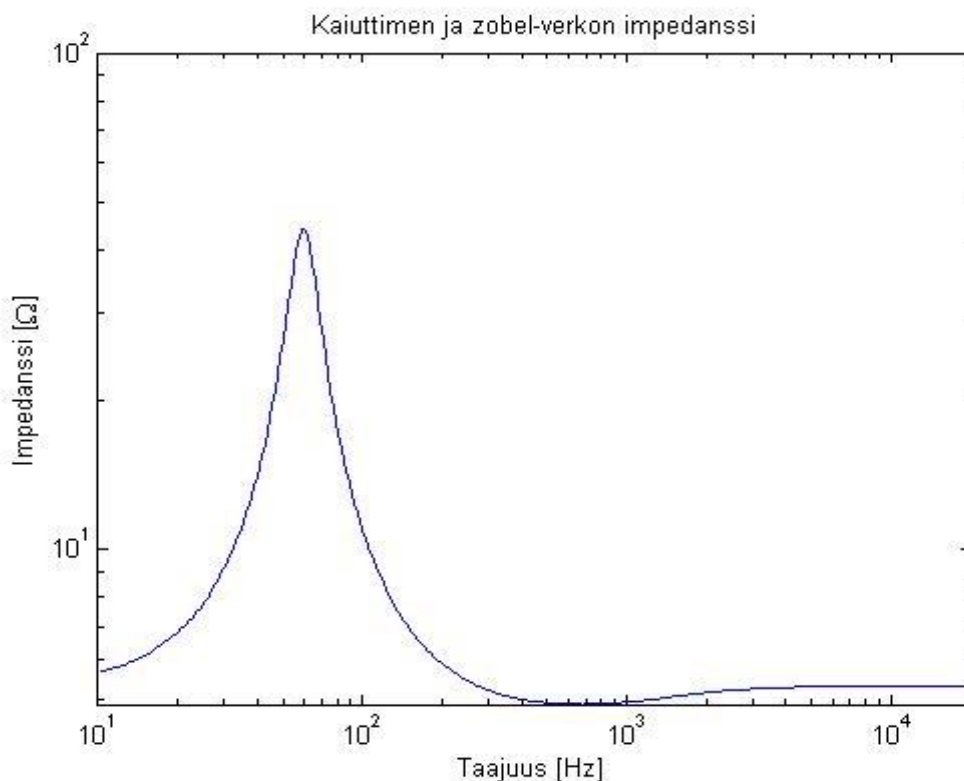


Kuva 3.3. Kuvassa on esitetty Eminence Alpha-8A kaiuttimelementin impedanssin itseisarvo mitattuna ilman koteloa. Kuva on lähteestä (Eminence).

Kuvaa 3.2 ja 3.3 verratessa voidaan todeta kuvaajien vastaavan toisiaan. Täten kuorman sijaiskytkentää voidaan pitää luotettavana. Kuvissa havaittava impedanssin itseisarvon nousu suurilla taajuuksilla voi aiheuttaa lähdön alipäästösuodattimessa ongelmia. Suodattimet yleensä mitoitetaan jollekin vakio impedanssille. Ongelmaa voidaan yrittää ratkaista käyttämällä Zobel-verkkoa, joka on impedanssisovitus. Tyypillinen kytkentä Zobel-verkosta on esitetty kuvassa 3.4 ja sen vaikutus kuorman sijaiskytkennän impedanssin itseisarvoon on esitetty kuvassa 3.5.



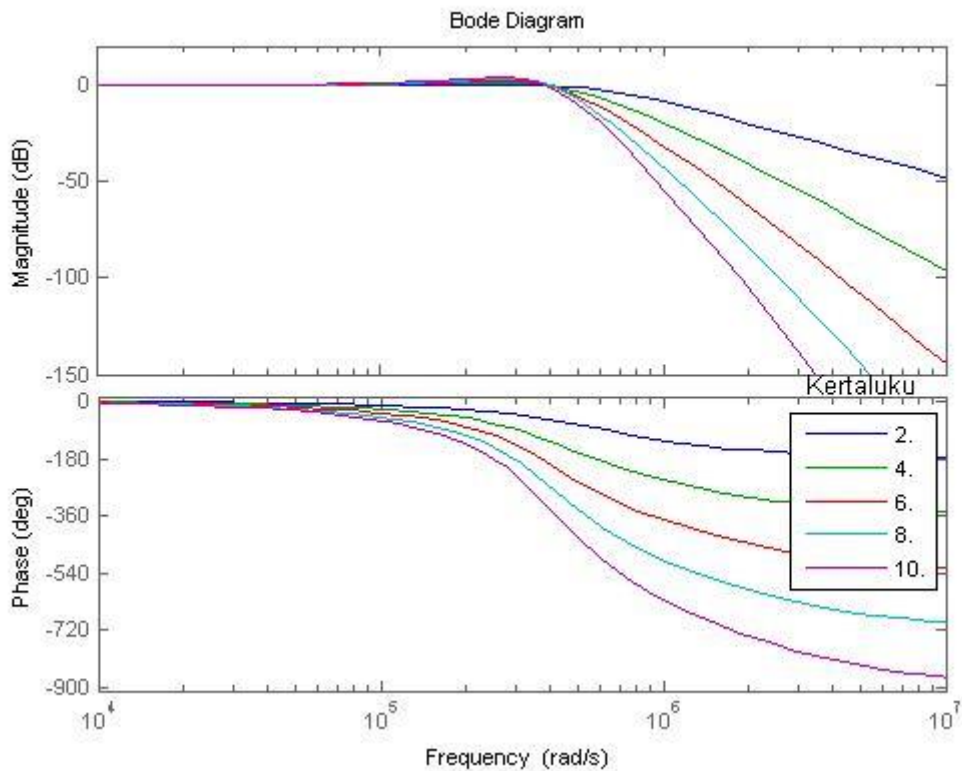
Kuva 3.4. Zobel-verkko, joka koostuu resistanssista R_z ja kapasitanssista C_z , on kytketty kaiuttimen sijaiskytkennän rinnalle.



Kuva 3.5. Rinnakkainkytketyn Zobel-verkon ja kaiuttimen sijaiskytkennän impedanssin itseisarvo simuloituna OrCAD-ohjelmistolla.

Kuvasta 3.4 voidaan nähdä, että resistanssin R_Z ja kapasitanssin C_Z muodostama zobel-verkko kytketään kaiuttimen sijaiskytkennän rinnalle. Kuvaa 3.2 ja 3.5 verratessa huomataan, että resonanssitaajuuden aiheuttamaan huippuun Zobel-verkko ei vaikuta. Resonanssitaajuuden impedanssin piikki ei välttämättä vaikuta alipäästösuodattimeen, koska alipäästösuodattimen impedanssin itseisarvo on päästökaistalla ideaalisesti 0. Kelan induktanssin aiheuttaman impedanssin kasvu suurille taajuuksille impedanssisovitus kuitenkin poistaa halutulla tavalla ja näin vältetään ongelmista alipäästösuodattimen estokaistalla.

Kantoaallon näkyvyyttä lähdössä on tarkoitus simuloida käyttämällä eri kertaluvun alipäästösuodattimia lähdössä. Kertaluvuiksi on valittu 2., 4., 6., 8. ja 10. kertaluvun suodattimet. Alipäästösuodattimien komponenttiarvot on laskettu lähteen (Matthaei, 1963) ja tarkemmat laskut on liitetty liitteeksi I. Simulaatioita varten mitoitettujen alipäästösuodattimien taajuus- ja vaihevasteet ovat esitetty kuvassa 3.6.

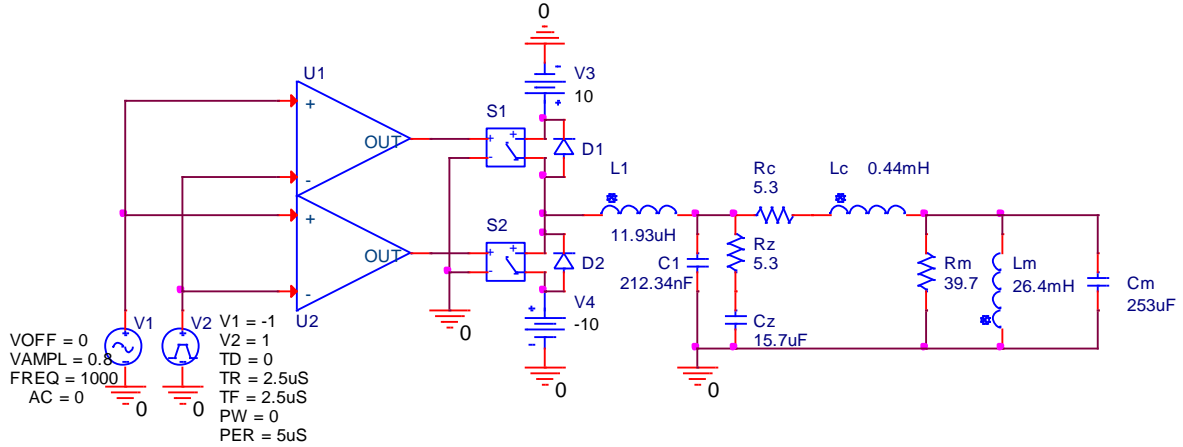


Kuva 3.6. Kuvassa on esitetty simulaatioita varten mitoitettujen alipäästösuodattimien taajuus- ja vaihevasteet. Taajuus- ja vaihevasteet ovat piirretty alipäästösuodattimien siirtofunktiosta käyttämällä MatLAB-ohjelmistoa.

Kuvasta 3.6 voidaan nähdä, että alipäästösuodattimien vaimennus kasvaa taajuuden kasvaessa ja kasvun jyrkkyys määrittynyt kertaluvun mukaisesti. Vaihevasteista nähdään, että suodattimen aiheuttama vaihesiirto kasvaa, kun kertalukua kasvatetaan.

3.2 Simulaatiomalli kantoaallon vaimenemisesta lähdön alipäästösuodattimella

Simulaatiomalli kantoaallon vaimenemisesta lähdön alipäästösuodattimella on muodostettu kuvassa 1.2 esitetyn lohkokaaviomallin mukaisesti. Simulaatiomalli on esitetty kuvassa 3.7.



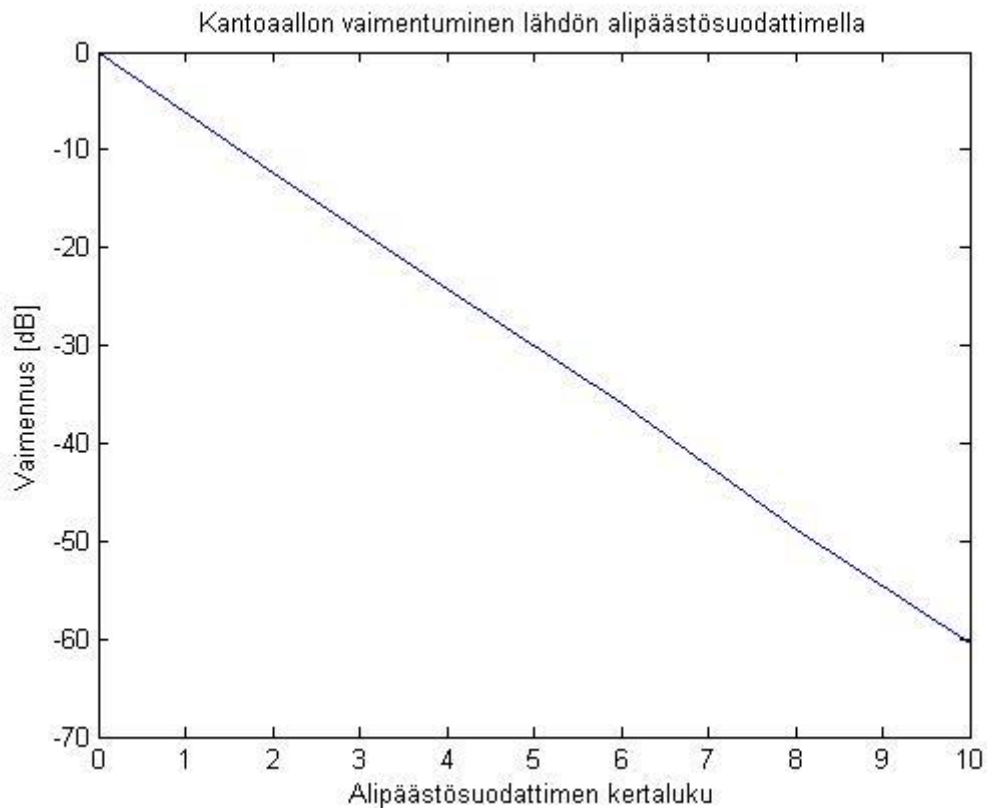
Kuva 3.7. Kuvassa on esitetty simulaatiomalli kantoaallon vaimenemiseen lähdön alipäästösuodattimella.

Simulaatiomallissa pulssinleveysmodulaatio on toteutettu käyttämällä kahta komparaattoria. Komparaattoreiden erona on, että komparaattorin U_1 ei-invertoivaan tuloon syötetään vahvistettava signaali V_1 ja invertoivaan tuloon kolmioaalto V_2 . Vastaavasti komparaattorin U_2 invertoivaan tuloon syötetään vahvistettava signaali ja ei-invertoivaan tuloon kolmioaalto. Näin pulssinleveysmodulaatiosta saadaan kaksi ulostuloa, jotka ovat vastakkaisvaiheiset, joiden avulla voidaan ohjata pääteasteen kytkimiä S_1 ja S_2 . Pääteasteen kytkiminä on käytetty PSpicen ideaalisia kytkimiä, jotka ovat jännite ohjattuja. Kytkimien rinnalle on asetettu ulkoiset nolladiodit D_1 ja D_2 . Kytkimien väliin on liitetty lähdön alipäästösuodatin, joka muodostuu induktanssista L_1 ja kapasitanssista C_1 . Alipäästösuodattimen jälkeen on kuorman sijaiskytkennän rinnalle kytketty Zobel-verkko, joka muodostuu resistanssista R_Z ja kapasitanssista C_Z . Kuorman sijaiskytkentä muodostuu kelan resistanssista R_C ja induktanssista L_C , sekä kaiuttimen kalvon mekaniikkaa mallintavasta rinnakkaisresonanssiipiiristä, joka muodostuu resistanssista R_m , induktanssista L_m ja kapasitanssista C_m . Pääteasteen käyttöjännitteenä on ± 10 V, joka luodaan tasajännitelähteillä V_3 ja V_4 .

Simulaation muutettava ominaisuus on lähdön alipäästösuodatin. Kantoaallon suodattamista tutkitaan simuloimalla ensin sen amplitudi ilman suodatinta. Tämän jälkeen simulaatioon kytketään 2. kertaluvun, 4. kertaluvun, 6. kertaluvun, 8. kertaluvun ja 10. kertaluvun alipäästösuodattimet ja kantoaallon vaimeneminen lasketaan. Simulaatiosta saadut tulokset ovat esitetty taulukossa 3.1, josta on piirretty kuvaaja kuvaksi 3.8.

Taulukko 3.1. Tulokset kantoaallon vaimentumisesta, kun suodattimen kertalukua kasvatetaan.

Kertaluku	200 kHz taajuuden amplitudi [V]	Vaimennus [dB]
0	8.20	0
2	1.98	- 12.34
4	$5.04 \cdot 10^{-1}$	- 24.23
6	$1.30 \cdot 10^{-1}$	- 36.00
8	$3.00 \cdot 10^{-2}$	- 48.73
10	$7.78 \cdot 10^{-3}$	- 60.46

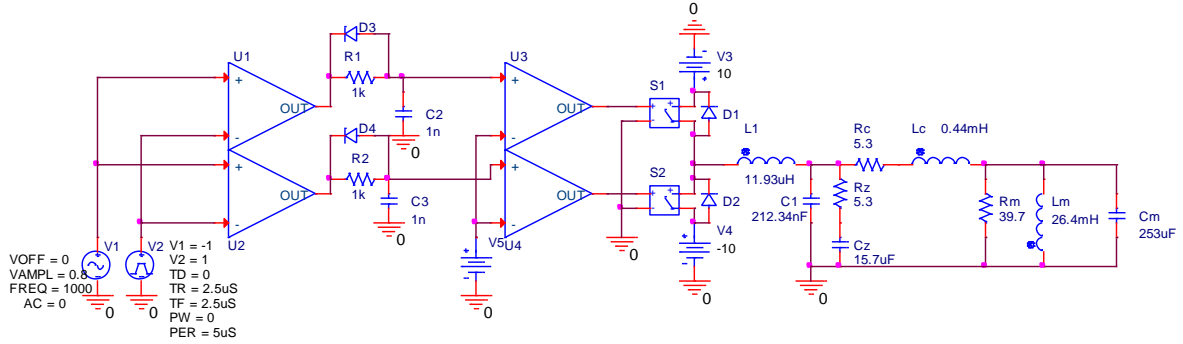


Kuva 3.8. Simulaatiotulos lähdön alipäästösuodattimen aiheuttamasta vaimenemisesta kantoaaltoon.

Kuvasta 3.8 ja taulukosta 3.1 voidaan tulkita, että kantoaalto vaimenee voimakkaammin ja sen jännitteen amplitudi pienenee, kun lähdön alipäästösuodattimen kertalukua kasvatetaan. Ilman alipäästösuodatinta, kantoaalto pääsee vaimentamatta läpi. Tämän arvon tulisi olla noin $0.818 \cdot \frac{V_+ - V_-}{2}$, kun modulaatioindeksi on 0.8 (Mohan, 2003). Simulaation tulos ja kirjallisuudessa esitetty arvo siis vastaavat toisiaan. Samalla myös vaimennuksen määrä kasvaa, kun lähdön alipäästösuodattimen kertalukua kasvatetaan, joka vastaa kuvan 3.6 alipäästösuodattimien taajuusvasteita.

3.3 Simulaatiomalli lähdön säröytymiseen suoja-aikaa kasvattaessa

Simulaatiomalli lähdön säröytymiseen pääteasteen transistorien suoja-aikaa kasvattaessa on muodostettu muokkaamalla kuvan 3.7 simulaatiomallia. Ainoana erona on, että transistorien suoja-aika on lisätty käyttämällä piiriä, joka viivästää moduloitun signaalin nousevaa reuna. Simulaatiomalli on esitetty kuvassa 3.9.



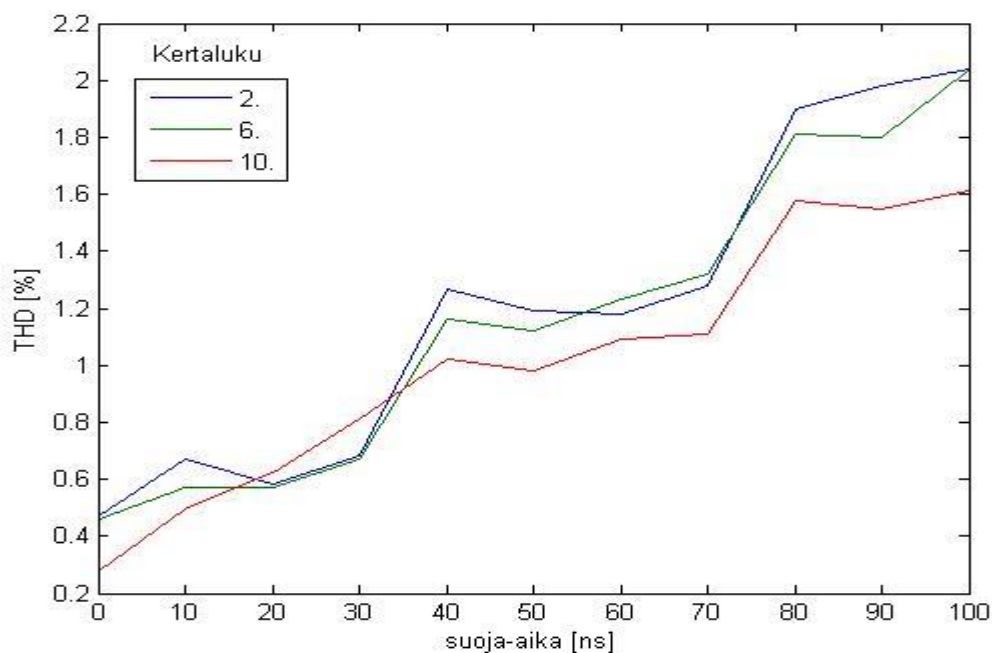
Kuva 3.9. Simulaatiomalli lähdön säröytymiseen, kun pääteasteen transistorien suoja-aikaa kasvatetaan.

Aikaisemman simulaatiomallin tavoin, tulon vahvistettava signaali V_1 on moduloitu vertaamalla sitä kolmioaaltoon V_2 ja syöttämällä ne komparaattoreille U_1 ja U_2 . Transistorien suoja-aika on lisätty moduloituun signaaliin viivästämällä sen nousevia reunoja. Tämä on tehty syöttämällä signaali RC-piiriin, jonka jännitettä verrataan komparaattorin avulla johonkin vertailujännitteeseen V_5 . Kun vertailujännitteen suuruus päätetään, voidaan RC-piirin aikavakio laskea siten, että sen jännite ylittää vertailujännitteen halutulla ajanhetkellä, jolloin komparaattoreiden lähtöä saadaan viivästettyä haluttu aika. Vastaavasti kun modulaation signaalin laskevareuna tulee, RC-piirin jännite purkautuu diodien D_3 ja D_4 lävitse, eikä laskeva reuna täten viivästy. Suoja-ajan sisältävä moduloitu signaali ohjaa pääteasteen kytkimiä S_1 ja S_2 , jotka vahvistavat signaalin lähdön alipäästösuodattimelle. Kytkimille on lisätty erilliset ulkoiset nolladiodit D_1 ja D_2 . Lähdön alipäästösuodattimelle on kytketty kuorman sijaiskytkentä, jonka rinnalle on lisätty Zobel-verkko poistamaan kaiuttimen kelan aiheuttamaa impedanssin itseisarvon kasvua suurilla taajuuksilla.

Simulaation muutettava asetus on suoja-ajan kesto. Simulaatio aloitetaan suoja-ajan ollessa 0 ns ja sitä kasvatetaan 10 ns kerrallaan, aina 100 ns asti. Sama on toistettu käyttämällä lähdössä 2. kertaluvun, 6. kertaluvun ja 10. kertaluvun alipäästösuodatinta. Särön määrä on laskettu 20 harmoniselta taajuudelta. Tulokset simulaatioista on esitetty taulukossa 3.2 ja niistä on piirretty kuvaaja kuvaan 3.10.

Taulukko 3.2. Pääteasteen transistoreiden suoja-ajan vaikutus lähdön harmoniseen kokonaissäröön simuloituna 2., 6. ja 10. kertaluvun alipäästösuodattimella.

Suoja-aika [ns]	Harmoninen kokonaissärö [%]		
	2. kertaluku	6. kertaluku	10. kertaluku
0	$2.76 \cdot 10^{-1}$	$4.59 \cdot 10^{-1}$	$4.68 \cdot 10^{-1}$
10	$4.93 \cdot 10^{-1}$	$5.72 \cdot 10^{-1}$	$6.68 \cdot 10^{-1}$
20	$6.23 \cdot 10^{-1}$	$5.73 \cdot 10^{-1}$	$5.84 \cdot 10^{-1}$
30	$8.13 \cdot 10^{-1}$	$6.73 \cdot 10^{-1}$	$6.80 \cdot 10^{-1}$
40	1.02	1.16	1.27
50	$9.79 \cdot 10^{-1}$	1.12	1.19
60	1.09	1.23	1.18
70	1.11	1.32	1.28
80	1.58	1.81	1.90
90	1.55	1.86	1.98
100	1.61	2.04	2.04



Kuva 3.10. Kuvaajassa on esitetty lähdön harmoninen kokonaissärö pääteasteen transistoreiden suoja-aikaa kasvattaessa.

Tuloksista on havaittavissa, että särö kasvaa lähes lineaarisesti, kun suoja-aikaa kasvataan. Särön määrä on lähes sama 2. kertaluvun, 6. kertaluvun ja 10. kertaluvun alipäästösuodattimilla, joten voidaan todeta, ettei suoja-ajan aiheuttamaa säröä voida poistaa lähdön alipäästösuodattimella. Tämä oli sinänsä odotettavissa, koska kuvasta 3.6 näh-

dään, etteivät alipäästösuodattimet vaimenna taajuuksia, jotka ovat niiden rajataajuuksien alapuolella. Särö on mitattu audiokaistalta (20 Hz – 20 kHz), joka on siis suodattimien rajataajuuksien alapuolella. Tuloksista myös huomataan, ettei särön määrä ole 0, kun suoja-aika on 0. Vaikka simulaatiossa on käytetty ideaalisia komponentteja, säröä esiintyy esimerkiksi jo pelkästään simulaatio-ohjelman diskreetin käyttäytymisen vuoksi. Tuloksia voidaan verrata esimerkiksi lähteeseen (Koeslag, 2007), jossa särön määrä myös kasvaa lineaarisesti suoja-aikaa kasvattaessa, joten tulokset voidaan olettaa oikeellisiksi.

4. JOHTOPÄÄTÖKSET JA YHTEENVETO

Tämän kandidaatintyön tarkoitus oli selvittää D-luokan audiovahvistimen merkittävin särö- ja kohinamekanismi. Tutkimuskysymyksenä oli myös arvioida voidaanko lähdön alipäästösuodattimella vaikuttaa syntyvään häiriöön. Kirjallisuuden mukaan merkittävin särömekanismi on transistoreiden suoja-ajan aiheuttama harmoninen kokonaissärö, sekä merkittävin kohinamekanismi on modulaatiossa käytetyn kantoaallon näkyvyys ulostulossa.

Kantoaallon simulaatioiden tuloksiksi saatiin, että kantoaalto vaimentuu enemmän, kun käytetään suuremman kertaluvun alipäästösuodatinta. Tulos oli täysin odotettu, koska suodattimen kertalukua kasvattamalla vaimennuksen määrä kasvaa nopeammin taajuuden funktiona. Käytännön sovelluksissa kuitenkin useimmiten käytetään vain toisen kertaluvun alipäästösuodatinta. Tämä johtuu siitä, että todelliset komponentit eivät ole ideaalisia. Kun kertalukua kasvatetaan, myös suodattimessa käytettyjen kelojen määrä kasvaa. Jokaisessa kelassa on jokin resistanssi, jolloin vahvistimen lähdön impedanssi kasvaa ja aiheuttaa taas muita ongelmia, kuten vaimenemista. Samalla myös komponenttien määrä kasvaa, jolloin myös kytkennän hinta ja koko kasvavat. Kantoaallon taajuus on myös huomattavasti audiokaistanleveyttä korkeampi, eikä ihmisen kuuloalue edes ylety niin korkealle.

Pääteasteen transistoreiden suoja-ajan simulaatioiden tulokseksi saatiin, että suoja-ajan kasvattaminen lisää vahvistimen harmonista kokonaissäröä lähes lineaarisesti. Simulaatiot tehtiin käyttämällä toisen, kuudennen ja kymmenennen kertaluvun alipäästösuodatinta, josta huomattiin kertaluvun vaikutuksen särön määrään olevan merkityksetön. Tämä koska merkittävin osa särön harmonisista taajuuksista sijoittuu päästökaistalle, eli ne eivät vaimene ollenkaan. Kirjallisuudesta löydetyt tulokset osoittavat myös saman tuloksen. Ongelmana on kuitenkin simulaatio-ohjelman diskreetti toiminta. Näytteitä lasketaan vain jonkin ennalta määrätyn näytevälin välein, joka jo itsessään vääristää vahvistimen tulon signaalia, kuten myös lähdön. Tarkkuutta voidaan parantaa kasvattamalla ohjelman laskemien näytepisteiden lukumäärää, mutta samalla simulaation suorittamiseen käytettävä

aika kasvaa, sekä datan lisääntymisen vuoksi ongelmaksi voi tulla esimerkiksi tietokoneen muistin riittämättömyys.

Mahdollisen lisätutkimuksen aiheena voisi olla suoja-ajan tarkempi tutkiminen. Onko se välttämättä niin tarpeellinen vai voidaanko sen tarve poistaa jotenkin. Kuinka varmasti transistorit tuhoutuvat, jos transistorit johtavat samaan aikaan, kun vaihdetaan sulkuilasta kyllästystilaan. Lineaarialueella transistoreiden virran nousunopeutta kuitenkin rajoittaa piirin epäideaalisuus ja myöskin hilavaraus rajoittaa transistorin läpi kulkevaa virtaa.

LÄHTEET

- (Caldwell, 2013) Caldwell, J. Texas Instruments Precision Designs: Verified Design, Analog Pulse Width Modulation. [Verkkodokumentti]. [viitattu 18.3.2014]. Saatavissa <http://www.ti.com/lit/ug/slau508/slau508.pdf>
- (Cordell, 2011) Cordell, B. Designing Audio Power Amplifiers, The McGraw-Hill companies.
(Eminence) Eminence Alpha-8A kaiutinelementin valmistajan datalehti. [Verkkodokumentti] [viitattu 19.11.2014] Saatavissa http://www.eminence.com/pdf/Alpha_8A.pdf
- (Ferroxcube) Class D audio amplifier with Ferroxcube gapped toroid output filter, Application note. [verkkodokumentti]. [viitattu 18.3.2014].
Saatavissa http://426bb82d2999c9147474-eae010336623170ce70309697bb6e591.r89.cf3.rackcdn.com/UK_PMA_class%20D%20audio%20amplifier_AN.pdf
- (Gaalaas, 2006) Gaalaas, Eric. 2006. [verkkodokumentti][viitattu 17.3.2014] Saatavissa http://www.analog.com/library/analogdialogue/archives/40-06/class_d.pdf
- (Honda) Honda, J. & Adams, J. International Rectifier application note AN-1071, Class D audio amplifier basics. [verkkodokumentti]. [viitattu 17.3.2014]. Saatavissa <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1071.pdf>
- (Isaac) Isaac, MCN. Impedance Compensation Circuits. [Verkkodokumentti][viitattu 11.4.2014] Saatavissa <http://users.on.net/~isaacmcn/audio/impcomp/impcomp.htm>
- (Koeslag, 2007) Koeslag, F., Mouton, H. du T., Beukes, H.J. and Midya, P. 2007. A detailed Analysis of the Effect of Dead Time on Harmonic Distortion in a Class D Audio Amplifier. IEEE, Windhoek, Namibia, Sept 26-28.
- (Matthaei, 1963) Matthaei, G. L., Young, L. & Jones E. M. T. Design of microwave filters. New Jersey: U.S. army electronics research and development laboratory.
- (Mohan, 2003) Mohan, N., Undeland, T. M., Robbins, W., Power Electronics, Converters, Applications, And Design, Third Edition. John Wilsey & Sons, INC.

- (Moreno, 2005) Moreno, S. S. Class D audio amplifiers: theory and design. [Verkkodokumentti]. [Viitattu 19.3.2014]. Saatavissa http://www.coldamp.com/store/media/pdf/Class_D_audio_amplifiers_White_Paper_en.pdf
- (Storey, 2006) Storey, N. 2006. Electronics: a systems approach, Third edition. Hampshire: Ashford Colour Press Ltd.
- (York, 2007) York, B. Audio Amplifier Circuit, 1a. [Verkkodokumentti]. [viitattu 29.3.2014]. Saatavissa <http://www.learningace.com/doc/970822/1385ee51088f7e2ca69fcc738949736f/lab1a>

LIITE I

Tämän kandidaatintyön toteuttamiseen on mitoitettu toisen, neljännen, kuudennen, kahdeksannen ja kymmenennen kertaluvun Butterworth-alipäästösuodattimet. Alipäästösuodattimia tarvitaan simulaatioiden tekemiseen. Mitoitus on tehty käyttämällä Cauer-topologiaa lähteen (Matthaei, 1963) mukaisesti. Tulokset on listattu alla oleviin taulukoihin. Suodattimien kuormana on 5.3Ω ja rajataajuutena 100 kHz.

Taulukko 1. Toisen kertaluvun Butterworth-alipäästösuodattimen Cauer-topologian kertoimet.

J	A_j	C_j	G_j
1	0,707107	0,5	0,707107
2	0,707107	3,75E-33	1,414214

Taulukko 2. Neljännen kertaluvun Butterworth-alipäästösuodattimen Cauer-topologian kertoimet.

J	A_j	C_j	G_j
1	0,382683	0,853553	0,382683
2	0,92388	0,5	1,082392
3	0,92388	0,146447	1,577161
4	0,382683	3,75E-33	1,530734

Taulukko 3. Kuudennen kertaluvun Butterworth-alipäästösuodattimen Cauer-topologian kertoimet.

J	A_j	C_j	G_j
1	0,258819	0,933013	0,258819
2	0,707107	0,75	0,757875
3	0,965926	0,5	1,201628
4	0,965926	0,25	1,552914
5	0,707107	0,066987	1,759306
6	0,258819	3,75E-33	1,552914

Taulukko 4. Kahdeksannen kertaluvun Butterworth-alipäästösuodattimen Cauer-topologian kertoimet.

J	A_j	C_j	G_j
1	0,19509	0,96194	0,19509
2	0,55557	0,853553	0,577552
3	0,83147	0,691342	0,937052
4	0,980785	0,5	1,258821
5	0,980785	0,308658	1,528319
6	0,83147	0,146447	1,728735
7	0,55557	0,03806	1,824641
8	0,19509	3,75E-33	1,560723

Taulukko 5. Kymmenennen kertaluvun Butterworth-alipäästösuodattimen Cauer-topologian kertoimet.

J	A_j	C_j	G_j
1	0,156434	0,975528	0,156434
2	0,45399	0,904508	0,465379
3	0,707107	0,793893	0,762627
4	0,891007	0,654508	1,040619
5	0,987688	0,5	1,292093
6	0,987688	0,345492	1,509998
7	0,891007	0,206107	1,686892
8	0,707107	0,095492	1,812113
9	0,45399	0,024472	1,855162
10	0,156434	3,75E-33	1,564345

Taulukko 6. Mitoitettujen alipäästösuodattimien denormalisoidut komponenttiarvot, kun rajataajuutena on 100 kHz ja kuormana 5.3 Ω .

	Suodattimen kertaluku				
	2.	4.	6.	8.	10.
C_1	212.34nF	114.92nF	77.72nF	58.58nF	46.98nF
L_2	11.93 μ H	9.13 μ H	6.39 μ H	4.87 μ H	3.63 μ H
C_3		473.61nF	360.84nF	281.39nF	229.01nF
L_4		12.91 μ H	13.10 μ H	10.62 μ H	8.78 μ H
C_5			528.31nF	458.94nF	388.01nF
L_6			13.10 μ H	14.58 μ H	12.74 μ H
C_7				547.93nF	506.56nF
L_8				13.17 μ H	15.29 μ H
C_9					557.09nF
L_{10}					13.20 μ H