

**LAPPEENRANNAN TEKNILLINEN YLIOPISTO**

LUT Energia, Sähkötekniikan koulutusohjelma

Sovelletun elektroniikan laboratorio

**KANDIDAATIN TYÖ**

**D-LUOKAN AUDIOVAHVISTIMEN PÄÄTEASTETOPOLOGIOIDEN  
VERTAILU KITARAVAHVISTINSOVELLUKSESSA**

Lappeenrannassa 19.12.2009

Arto Sankala





## SISÄLLYSLUETTELO

1 JOHDANTO .....	3
2 VAHVISTIMEN SOVELLUSKOHTTEEN ASETTAMAT RAJAT.....	5
3 PÄÄTEASTETOPOLOGIOIDEN VERTAILU .....	7
3.1 Puolisilta .....	8
3.1.1 Virran kulku puolisillassa .....	9
3.1.2 Puolisillan edut ja haitat.....	11
3.2 Kokosilta (H-silta) .....	12
3.2.1 Virran kulku H-sillassa .....	13
3.2.2 H-sillan edut ja haitat.....	14
3.3 Puolisilta kahdella kondensaattorilla (HC-silta).....	15
3.3.1 Virran kulku HC-sillassa .....	15
4 SILTATOPOLOGIOIDEN SIMULAATIOMALLIT JA SIMULOINTI.....	18
4.1 Lähtösuotimen suunnittelu.....	18
4.2 Siltatopologioiden tilayhtälömallit .....	22
4.2.1 Puolisilta .....	22
4.2.2 H-silta.....	24
4.2.2 HC-silta.....	25
4.3 Siltatopologioiden simulointi.....	27
5 YHTEENVETO JA PROJEKTIN JATKONÄKYMÄT .....	37
LÄHTEET .....	39

## KÄYTETYT MERKINNÄT JA LYHENTEET

FFT	Fast Fourier Transform
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect-Transistor
PWM	Pulssinleveysmodulaatio (Pulse Width Modulation)
RMS	Root Mean Square, tehollisarvo
THD	Total Harmonic Distortion, kokonaisharmoninen särö
$\Sigma\Delta$	Sigma-Delta-modulaatio
$C$	kondensaattori, kapasitanssi
$D$	diodi, runkiodiodi
$L$	kela, induktanssi
$i_C$	kondensaattorin virta
$i_L$	kelan virta
$I_{rr}$	estoviivevirta
$Q$	kytkintransistori
$R$	resistanssi
$R_L$	kaiutin
$t$	aika
$t_{dead}$	suoja-aika, dead time
$u_C$	kondensaattorin jännite
$u_L$	kelan jännite
$V_{BD}$	runkiodiodin jännite
$V_{DD}$	positiivinen käyttöjännite
$V_{SS}$	negatiivinen käyttöjännite

## 1 JOHDANTO

D-luokan audiovahvistimien suosio on tekniikan kehityksen myötä kasvanut huomattavasti. Nykyisillä D-luokan vahvistimilla saadaan huomattavasti AB-luokkaa parempi hyötysuhde. Käytännön toteutuksissa yli 90% hyötysuhde on mahdollinen. Etuna D-luokan vahvistimessa on myös sen koko. (Honda 2005)

D-luokan audiovahvistimia on käytetty kitaravahvistimina vain vähän. Perinteiset AB-luokassa toimivat putkivahvistimet ja transistorivahvistimet ovat edelleen suosiossa paremman äänenlaatunsa takia. Tekniikka on kuitenkin kehittynyt ja saanut kitaravahvistinvalmistajat kiinnostumaan myös D-luokan vahvistimista, koska D-luokan vahvistin tarvitsee vähemmän jäähdytystä ja on näin ollen pienempi fyysiseltä kooltaan. Hyvin suunniteltu ja oikein tehty D-luokan vahvistin voi pärjätä vertailussa myös muille vahvistinasteluokille. Kitaralle suunniteltavan vahvistimen pääteasteen ei tarvitse toistaa koko audiokaistaa (20Hz-20kHz), vaan riittävän kaistan määrää käytettävä kaiutin. Suuritehoisissa kitaravahvistimissa käytetään yleensä halkaisijaltaan 8"-12" kaiutinta, joiden kaista ei yllä korkeille taajuuksille.

Sovelluskohteessa kitaran signaali moduloidaan kanttiaalloksi Sigma-Delta modulaatiolla ( $\Sigma\Delta$ -modulaatio). Tätä kanttiaaltoa vahvistetaan pääteasteessa nopeasti kytkevillä MOSFET:eilla. D-luokan vahvistimissa usein käytetyt pääteastetopologiat ovat puolisolta ja H-silta. Kuormana on yleensä kaiuttimen lisäksi LC-suodin, jolla kanttiaalto saadaan suodatettua audiosignaaliaksi. On olemassa siltatopologioita, jotka hyödyntävät kaiutinkaapelin ja kaiuttimen omaa induktanssia suodattimena, jolloin ulkoisen suodattimen tarve eliminoituu. Tämä vaatii kuitenkin erittäin tarkkaa tuntemusta kaiuttimesta ja muista piirissä olevien komponenttien loiskikomponenteista ja niihin ei tässä työssä perehdytä.

Puolisiltatopologia on nk. 'single-ended' -topologia, jossa kaiuttimen DC-taso voi olla ongelma. H-silta on differentiaalinen kytkentä, jossa DC-taso ei ole ongelmana, jos kytkimien ohjaus on symmetrinen. HC-silta on puolisolta, jossa DC-tason poisto signaalista tapahtuu sarjakondensaattorien avulla. Tämä huonontaa kuitenkin vahvistimen ominaisuuksia etenkin pienillä taajuuksilla. Nämä kolme topologiaa ovat tässä työssä

tutkittavat pääteastetopologiat. Niiden eroja tutkitaan referenssisignaalin säröytymisen kannalta simulaatiomalleihin perustuvalla tutkimuksella. Pääteastetopologiaksi valitaan käyttökohteen kannalta suosiollisin vaihtoehto.

Simulaatioissa käytetään Matlabin Simulink -ohjelmistoa. Simulaatiomalleissa päätteen kytkiminä käytetään ideaalisia kytkimiä, joita ohjataan Sigma-Delta-pulssijonosta muodostetuilla hilapulsseilla. Pääteasteita simuloidaan ilman suoja-aikaa ja suoja-ajan kanssa. Referenssisignaaleina käytetään sinisignaalia sekä kanttiaaltoja.

## 2 VAHVISTIMEN SOVELLUSKOHTEN ASETTAMAT RAJAT

Valitsemamme kaiutin, PD.8BM21, on halkaisijaltaan 8” ja kykenee toistamaan signaalia kaistalla 70Hz-5,0kHz, jolloin pääteasteen olisi syytä toimia tällä taajuusalueella lineaarisesti. Valitun kaiuttimen suurin RMS-tehonkesto on 150 W. Vahvistimen pääteastetopologia määrittää lopullisen kaiuttimelle ajettavan tehon. Puolisiltatoteutuksella kaiuttimen yli oleva jännite on maksimissaan 30 V ja kokosiltatoteutuksella (H-silta) 60 V. Kaiuttimessa on kaksi puhekelaa, joiden kytkennän voi itse valita. Vaihtoehtoja ovat rinnankytkentä (4  $\Omega$ ), sarjakytkentä (16  $\Omega$ ) ja vain toinen kela kytketty (8  $\Omega$ ). Puolisillalla suurin teho saavutetaan rinnankytkennällä. Sinimuotoiselle signaalille suurin RMS-teho on laskennallisesti 112,5 W. H-sillalla vastaava laskennallinen maksimiteho on 450 W, mutta teholähteenä toimiva muuntaja ei kykene syöttämään niin suurta tehoa ja kaiuttimen tehonkesto on liian pieni. Puhekelojen sarjakytkennällä H-sillan maksimiteho on teoriassa sama kuin puolisillan teho rinnankytkennällä. Pääteastetopologian valinta ja sen perustelut on esitetty tässä tutkimustyössä.

Sigma-Delta ( $\Sigma\Delta$ ) -modulaatio vähentää audiokaistalla ilmenevää kohinaa siirtämällä sen ylemmille taajuuksille, josta se voidaan suodattaa pois (Hannonen 2009).  $\Sigma\Delta$ -modulaatio on pääteasteen kannalta samanlainen kuin pulssinleveysmodulaatio (PWM). Erona on audiosignaalin taajuuteen ja amplitudiin verrannollinen kytkentätaajuus, joka aiheuttaa huomattavia pulssinleveyden muutoksia. PWM:ssa taajuus on vakio, jolloin pulssinleveys saa arvoja vain tietyllä skaalalla, ellei ylimodulointia esiinny.  $\Sigma\Delta$ -modulaation pulssijonon variaatiot asettavat erilaiset vaatimukset pääteasteen tehokytkimiä ohjaaville hilaohjaimille. Niiden on pystyttävä sekä lyhyiden että pitkien pulssien muodostamiseen pulssinleveyden säröytymättä. Lisäksi yli megahertsin kytkentätaajuudet ovat mahdollisia, mikä vaatii todella nopeita pääteastekytkimiä ja nopeita hilaohjaimia.

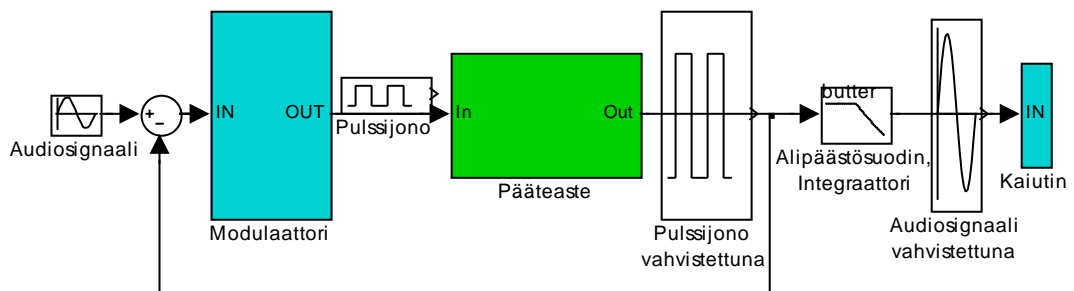
Vaihtuva kytkentätaajuus vaikeuttaa myös lähtösuotimen suunnittelua. Vakiokytkentätaajuudelle suunniteltava suodin on helppo mitoittaa siten, että kytkentätaajuus saadaan suodatettua kaiuttimelle ajettavasta signaalista pois, mutta koska  $\Sigma\Delta$ -modulaatiossa kytkentätaajuus voi olla myös hyvin alhainen, alle 100 kHz, on suotimen taajuusvaste saatava jyrkästi laskevaksi heti audiokaistan jälkeen. Suotimen suunnittelu on esitetty kappaleessa 4.



Pääteasteen ohjauksen eräs oleellinen osa on FPGA-piiri, jonka tarkoituksena on toimia osana  $\Sigma\Delta$ -modulaattoria sekä muodostaa pulssit hilaohjaukseen. FPGA:ta käytetään sen muokattavuuden takia. Hilapulssit muodostetaan siten, että niissä on otettu huomioon tehokytkimien (MOSFET) vaatima suoja-aika (dead time,  $t_{\text{dead}}$ ) eli aika, jolloin haaran kumpikaan kytkin ei johda. Sarjatuotantoisessa vahvistimessa FPGA:n toiminnallisuudet olisi suotavaa korvata analogisilla, helpommin integroitavilla ja halvemmilla ratkaisuilla. Tämän projektin prototyypissä FPGA:n käyttö on kuitenkin täysin perusteltua.

### 3 PÄÄTEASTETOPOLOGIOIDEN VERTAILU

D-luokan vahvistimen pääteasteen toiminta perustuu pääteasteen kytkinten nopeaan kytkentään. Perinteisissä pääteastetopologioissa (A, B ja AB) signaalin vahvistuksessa pääteasteen tehotransistoreita tai elektroniputkia ohjataan suoraan audiosignaalilla ja teho-osat toimivat lähinnä jännite- tai virtaohjattuina vastuksina. D-luokan vahvistimessa pääteastetta ohjataan kanttiaalloksi moduloidulla signaalilla ja pääteasteen tehotransistorit toimivat kytkiminä. Pääteasteen lähtö on näin ollen joko positiivisessa tai negatiivisessa käyttöjännitteessä samanmuotoisena kuin moduloitu kanttiaalto, mutta vahvistettuna. Vahvistetusta kanttiaallosta saadaan palautettua alkuperäinen audiosignaali vahvistettuna alipäästösuotimella. Alipäästösuotimen lähtö on kanttiaallon hetkellinen keskiarvo. Kuvassa 3.1 on esitetty D-luokan vahvistimen lohkokaavio.



Kuva 3.1. D-luokan vahvistimen yksinkertaistettu lohkokaavio. Audiosignaali moduloidaan kanttiaalloksi, jonka jälkeen se vahvistetaan pääteasteessa ja lopuksi ilmaistaan alipäästösuotimella alkuperäinen signaali vahvistettuna.

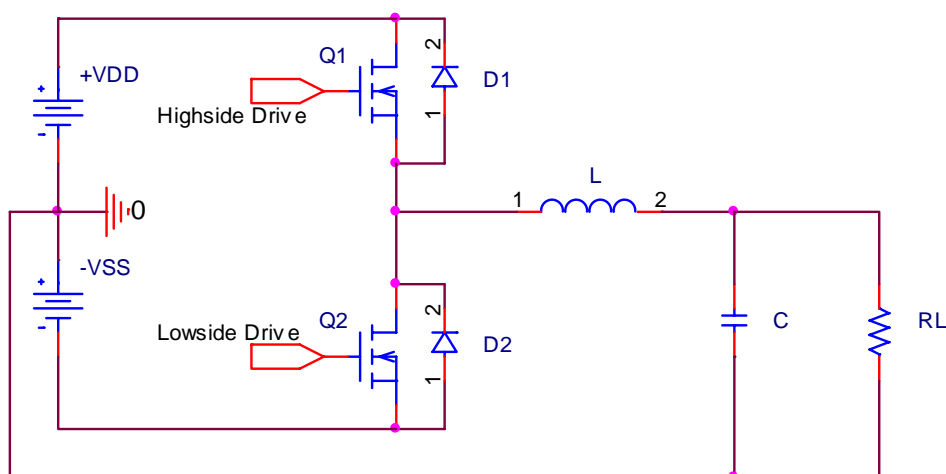
D-luokan vahvistimen pääteasteen voi toteuttaa monella tavalla. Tässä työssä tutkitaan kolme vaihtoehtoa ja valitaan niistä yksi. Tutkittavat pääteastetopologiat ovat puolisolta, kokosilta (H-silta) ja kolmas on puolisolta kahdella kondensaattorilla (HC-silta). H-sillalla on teoreettisesti mahdollista saada nelinkertainen teho puolisoltaan ja HC-siltaan nähden samalla käyttöjännitteellä. Puolisilta on teoriassa vaihtoehtoista helpoin toteuttaa, koska siinä tarvitaan vain kaksi päätekytkintä. H-sillalla niitä tarvitaan neljä ja silloin tarvitaan myös neljä hilaohjainpiiriä. HC-sillalla tarvitaan kaksi päätekytkintä ja kaksi kondensaattoria, joiden täytyy kestää koko kuorman virta, koska ne ovat kytketty sarjaan

kaiuttimen kanssa. Kondensaattorien kapasitanssit on oltava suuret, jotta pienimmätkin audiotäajuuudet näkevät ne hyvin pienenä impedanssina.

D-luokan pääteasteessa käytetään kytkiminä puolijohdekomponentteja. Vahvistimen teho, jännitetaso ja kytkentätaajuus ovat kriteerejä päätekytkimien valitsemiselle.  $\Sigma\Delta$ -modulaatioissa syntyvän pulssijonon taajuus vaihtelee, joka tarkoittaa että kytkentätaajuus vaihtelee. Simulaatioiden perusteella voidaan sanoa kytkentätaajuuden olevan välillä 20 kHz - 1,25 MHz. Näille arvoille soveltuu kytkimiksi parhaiten MOSFET – kanavatransistorit (Pyrhönen 2009).

### 3.1 Puolisilta

Puolisiltatopologia on D-luokan pääteastetopologioista toimintaperiaatteeltaan helpoin ymmärtää.. Puolisillan pääkomponentteihin kuuluu kaksi pääkytkintä, kaksipuolinen käyttöjännite sekä hilaohjaimet kytkimille. Puolisillan yksinkertaistettu piirikaavio on esitetty kuvassa 3.2.



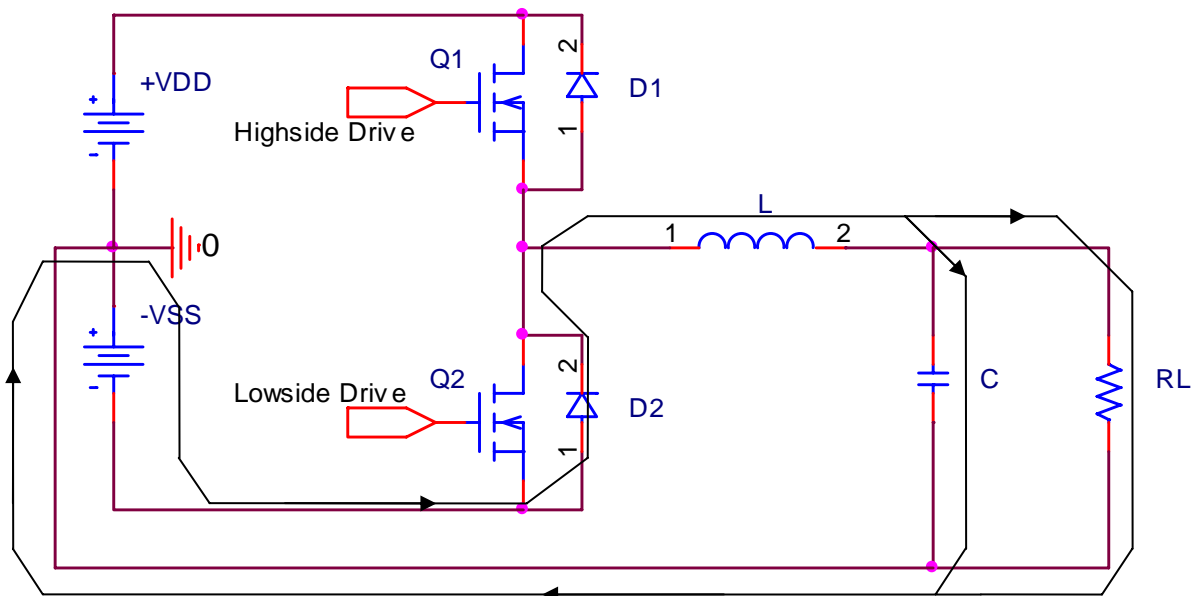
Kuva 3.2. Puolisilta –topologian yksinkertaistettu piiri.  $L$ ,  $C$  ja  $R_L$  ovat suotimen kela, suotimen kondensaattori ja kaiutin.  $D_1$  ja  $D_2$  ovat päätetransistorien  $Q_1$  ja  $Q_2$  runkodiodit.

Kun päätetransistori  $Q_1$  on johtavassa tilassa, on kelan  $L$  tulojännite  $+V_{DD}$ . Kun  $Q_2$  on johtavassa tilassa, on kelan tulojännite  $-V_{SS}$ . Kela ja kondensaattori muodostavat alipäästösuotimen, jonka lähtöjännite on alkuperäinen audiosignaali vahvistettuna. Transistorien yhtäaikainen johtavuus on estettävä, koska siitä seuraa haaraokosulku.

Johtavan kytkimen vaihtuessa on lyhyt suoja-aika  $t_{\text{dead}}$ , jonka aikana kumpikaan transistori ei johda. Transistoreita ohjataan hilaohjaimilla, jotka vahvistavat FPGA:lla tehdyn pulssiohjeen kykeneväksi avaamaan MOSFET:ien kanavat. Tämän toteutumiseksi hilaohjaimen on pystyttävä syöttämään ja imemään virtaa riittävän suuri määrä, jotta hilakapasitanssi saadaan varattua ja purettua. (Pyrhönen 2009)

### 3.1.1 Virran kulku puolisolissa

Transistorin  $Q_1$  ollessa johtavassa tilassa, virta kulkee positiivisesta käyttöjännitteestä  $Q_1$ :n läpi  $LC$ -suotimen ja kaiuttimen kautta nollaan. Transistorin  $Q_2$  ollessa johtavassa tilassa virta kulkee negatiivisesta käyttöjännitteestä nollajohdinta pitkin kaiuttimelle ja  $LC$ -suotimelle ja  $Q_2$ :n läpi negatiiviseen käyttöjännitteeseen. Virran kulkureitti muuttuu suoja-ajan aikana, jolloin kumpikaan kytkimistä ei johda. Kun kumpikaan kytkin ei johda, voisi olettaa, ettei piirissä kulje virtaa, mutta kela  $L$  pitää virrankulkua yllä. Tätä virtaa kutsutaan kommutointivirraksi (Honda 2005). Virta kulkee molempien kytkimien ollessa kiinni toisen kytkimen runkodiodin läpi. Tällöin suotimen tulojännite kiinnittyy joko positiiviseen tai negatiiviseen käyttöjännitteeseen virran kulkusuunnasta riippuen. Virran kulkureitti suoja-aikana virran ollessa positiivinen on esitetty kuvassa 3.3.

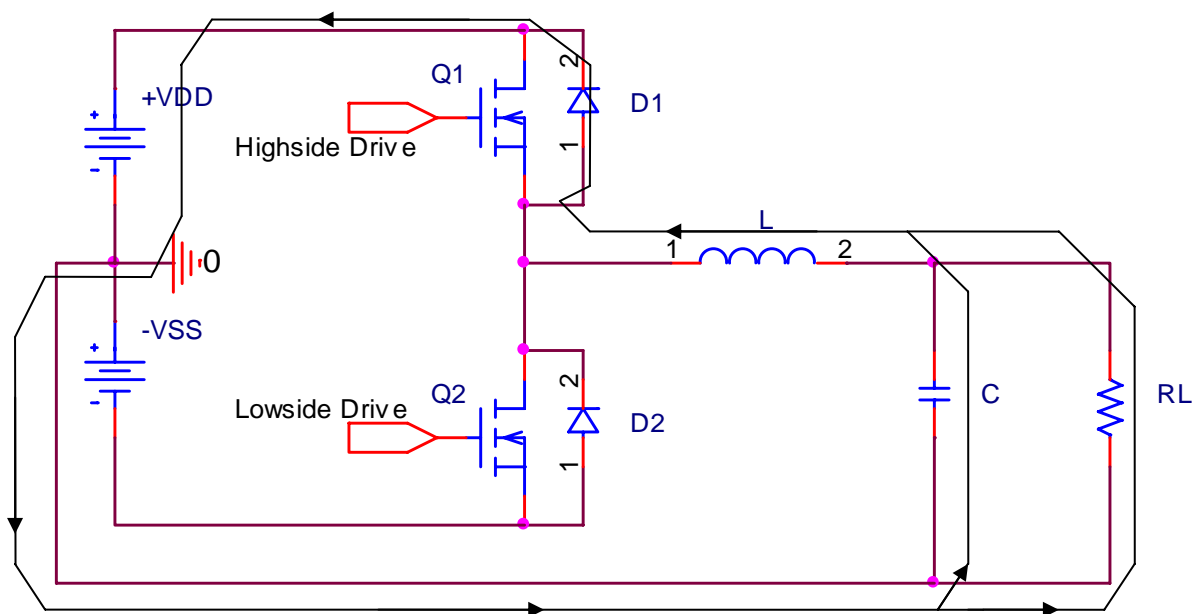


Kuva 3.3. Positiivisen virran kulkureitti suoja-ajan aikana. Kelan tulojännite on  $-V_{\text{SS}}$ .

Kuvan 3.3 tapauksessa suotimen tulojännite kiinnittyy negatiiviseen käyttöjännitteeseen suoja-aikana. Virran kulkusuunta ei muutu jokaisella kytkennällä vaikka johtava kytkin

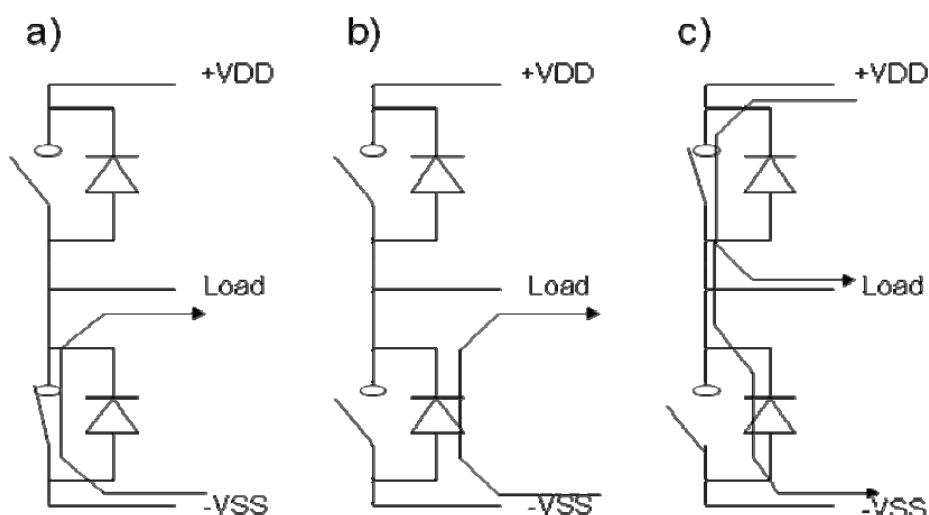
vaihtuu, sillä kelaan indusoitunut jännite pitää virran suunnan samana. Jos kelan virta menee suoja-ajan aikana nolaksi, kulkee virta kondensaattoriin varastoituneen energian takia  $R_L C$ -piirissä.

Kuvan 3.3 tapauksessa ylähaaran kytkimen asettaminen johtavaksi aiheuttaa alahaaran runkiodiodissa estosuuntaisen viivevirran,  $I_{tr}$ . Estoviivevirta aiheutuu, kun diodin johtaessa sen yli kytketään estosuuntainen jännite (Pyrhönen 2009). Virran ollessa negatiivinen, käyttäytyy virta suoja-aikana päinvastoin kuin kuvan 3.3. tapauksessa. Koska kulkusuunta on eri, kulkee virta ylähaaran kytkimen runkiodiodin kautta, jolloin suotimen tulojännite kiinnittyy positiiviseen käyttöjännitteeseen suoja-ajaksi. Tätä esittää kuva 3.4.



Kuva 3.4. Negatiivisen virran kulkureitti suoja-aikana. Kelan tulojännite on  $V_{DD}$ .

Alahaaran kytkimen sulkeutuessa kulkee ylähaaran kytkimen runkiodiodin kautta estoviivevirta  $I_{tr}$ . Estoviivevirran suuruus määräytyy kytkimen sisäisten kapasitanssien suuruuksista. Datalehdessä ilmoitetaan estoviivevarauksen suuruus  $Q_{tr}$ . Estoviivevirran reitti ylähaaran kytkennässä on esitetty kuvassa 3.5.



Kuva 3.5. Estoviivevirta alahaarassa kelan virran ollessa positiivinen. a) Alahaara johtaa ja pienentää kelan virtaa. b) Suoja-aikana kelan syöttämä virta kuvan a) tilanteen jälkeen. c) Ylähaara kytketään suoja-ajan jälkeen, jolloin estoviivevirta kulkee alahaaran diodin läpi.

Kuvassa 3.5. on kelan virta positiivinen. Tällöin estoviivevirta kulkee alahaaran runkodioidin läpi kun ylähaaran kytkin suljetaan. Negatiivisella virralla estoviivevirta tapahtuu ylähaaran runkodioidissa.

### 3.1.2 Puolisillan edut ja haitat

Puolisilta on hyvä ratkaisu silloin, jos jännitelähteenä on kaksipuolinen jännitelähde. Yksipuolisella käyttöjännitteellä kuvissa 3.3. ja 3.4. esitetyt virrankulkureitit eivät pidä paikkaansa ja tämä aiheuttaisi ongelmia suunnitteluun. Kaksipuolisella käyttöjännitteellä tästä ei synny ongelmaa ja toteutus on yksinkertainen.

Puolisiltatopologia ei sovellu käytettäväksi avoimena piirinä. Sopiva negatiivinen takaisinkytkentä tarvitaan, jotta epäideaalisuudet päätteasteessa ja moduloinnissa saadaan kumottua. (Honda 2005)

Puolisillan kaksipuolisen käyttöjännitteen kaksi tasauskondensaattoria toimivat jännitepumppuina. Kelan  $L$  ylläpitämä kommutointivirta syöttää energiaa takaisin jännitelähteeseen. Kuvista 3.3 ja 3.4 havaitaan, että negatiivinen kommutointivirta kulkee positiivisen käyttöjännitteen kautta ja positiivinen kommutointivirta kulkee negatiivisen käyttöjännitteen kautta. Näin ollen negatiivisen kommutointivirran aiheuttama energian

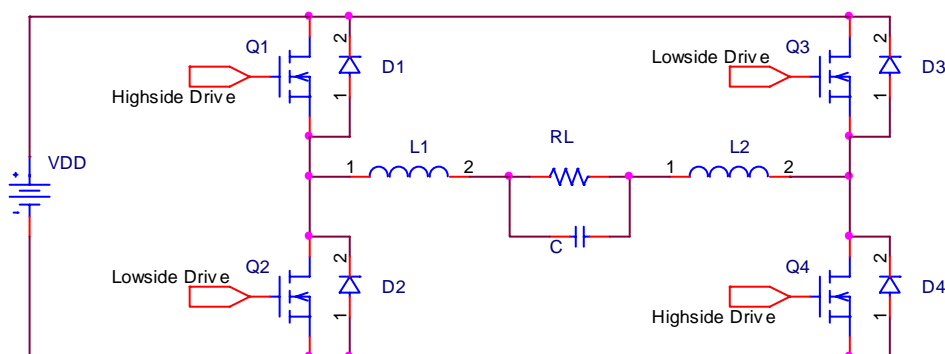
lisäys positiivisessa käyttöjännitteen suodatinkondensaattorissa purkautuu vasta, kun virta vaihtaa suuntaansa. D-luokan vahvistimen vahvistus on suoraan verrannollinen käyttöjännitteeseen, joten käyttöjännitteen huojunta saa aikaan signaalin säröytymisen. Käyttöjännitteen maksimihuojunta voidaan laskea yhtälöllä (3.1) (Honda 2005).

$$\Delta V_{\max} = \frac{V_{\text{BUS}}}{8\pi f_{\text{sw}} R_{\text{load}} C_{\text{BUS}}} \quad (3.1)$$

Yhtälössä  $V_{\text{BUS}}$  on käyttöjännitteen arvo  $+V_{\text{DD}}$  tai  $-V_{\text{SS}}$ ,  $f_{\text{sw}}$  on kytkentätaajuuden minimiarvo,  $R_{\text{load}}$  kaiuttimen impedanssi ja  $C_{\text{BUS}}$  käyttöjännitteen suodatuskondensaattori. Kun käyttöjännite sovelluskohteessa on  $\pm 30$  V ja suodatuskondensaattorit ovat 1000  $\mu\text{F}$ , saadaan jännitteen huojunnan arvoksi 7,5 mV, joka on verrattain pieni, eikä aiheuta toimenpiteitä. Lisäksi puolisolissa on ongelmana DC-offset (Honda 2005). Modulointipiiriin tuottamaa pulssijonoa muokataan FPGA:lla siten, että alemman kytkimen hilaohjauspulssi on ylemmän kytkimen ohjauspulssin komplementti. Lisäksi pulssien muutostilassa on kytkimien kytkentäaikoihin sidottu suoja-aika, jolloin kumpikaan kytkin ei johda. Muokattu pulssijono voi aiheuttaa sen, että kytkimet ovat keskimääräisesti eriävän ajan kiinni. Tämä aiheuttaa DC-tason kaiuttimelle, joka voi hajottaa kaiuttimen. DC-tason poistamiseksi voi kaiuttimen kanssa kytkeä sarjaan kondensaattorin. Tämä kytkentä on hyödynnetty HC-sillassa ja sen analysointi esitetään kappaleessa 3.3.

### 3.2 Kokosilta (H-silta)

Kokosilta koostuu kahdesta puolisolista ja näin ollen siihen tarvitaan neljä päätekytkintä ja neljä hilaohjainta. Lisäksi alipäästösuotimen induktanssi jaetaan kahteen osaan. Tarvittava komponenttien määrä, piirilevyllä tarvittava pinta-ala ja jäähdytyslevyjen määrä kaksinkertaistuu. Jos tämä ei ole ongelma, ja käytössä on vain yksipuolinen käyttöjännite, on kokosilta parempi ratkaisu, kuin puolisolilla. kokosillan yksinkertaistettu piirikaavio on esitetty kuvassa 3.6.



Kuva 3.6. Kokosillan yksinkertaistettu piirikaavio. Kokosilta koostuu neljästä tehokytimestä, suodattimesta ja kuormasta.

Kokosillan toiminta eroaa puolisillasta siten, että kaksi eri haaran kytkintä johtaa yhtä aikaa. Kuvan 3.6. transistorien  $Q_1$  ja  $Q_4$  hilaohjauspulssi tulee samanaikaisesti. Tämä saa molemmat johtamaan yhtä aikaa ja kaiuttimen yli oleva jännite on kaksinkertainen puolisillan verrattuna. Vastaavasti transistorit  $Q_2$  ja  $Q_3$  johtavat yhtä aikaa, jolloin kaiuttimen yli oleva jännite on päinvastainen, kuin  $Q_1$  ja  $Q_4$  ollessa johtavia.

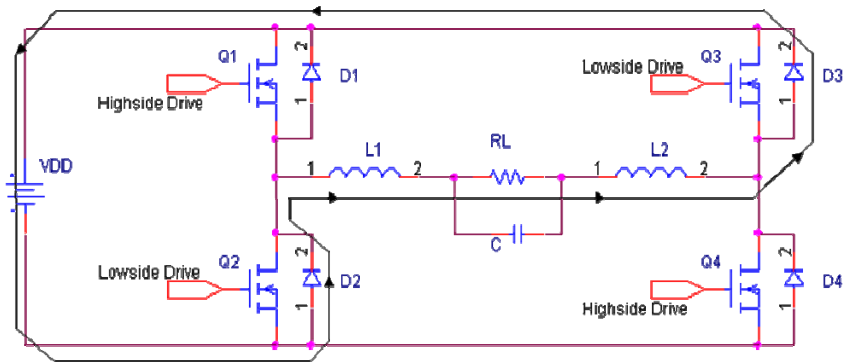
Kelojen  $L_1$  ja  $L_2$  induktanssit ovat yhtä suuret ja niiden arvo on puolet puolisillan kelan  $L$  arvosta. Sarjaan kytkettyinä kelojen  $L_1$  ja  $L_2$  arvo vastaa siis puolisillan kelan arvoa. Induktanssi on kahdessa osassa, jotta kaiuttimen toisen navan jännite ei vaihtelisi pulssimaisesti kytkimien  $Q_3$  ja  $Q_4$  johtamistilan mukaan.

### 3.2.1 Virran kulku H-sillassa

H-sillassa neljästä transistorista kaksi johtaa yhtä aikaa. Positiivinen kuormavirta saadaan, kun transistorit  $Q_1$  ja  $Q_4$  ovat keskimääräisesti pidempään päällä kuin transistorit  $Q_2$  ja  $Q_3$  ja negatiivinen kuormavirta päinvastoin. Kuorman virta kulkee siis molempiin suuntiin, vaikka käytössä on vain yksipuolinen käyttöjännite.

Kommutointivirta H-sillassa kulkee kahden diodin läpi, kun puolisillassa se kulkee vain yhden läpi. Kommutointivirran reitti positiivisella kuormavirralla on esitetty kuvassa 3.7.





Kuva 3.7. H-sillan kommutointivirta suoja-aikana positiivisella kuormavirralla. Negatiivisella kuormavirralla kommutointivirta kulkee päinvastaiseen suuntaan eri diodien kautta.

Kuvasta 3.7 nähdään että suoja-aikana positiivisella virralla transistorien  $Q_1$  ja  $Q_2$  liitospiste kiinnittyy nollaan volttiin ja transistorien  $Q_3$  ja  $Q_4$  liitospiste  $V_{DD}$ :hen. Negatiivinen kommutointivirta kulkee vastaavasti runkodiodien  $D_1$  ja  $D_4$  kautta. Kommutointivirrat kulkevat molemmissa tapauksissa saman jännitelähteen kautta ja siten puolisollassa esiintyvä käyttöjännitteen huojunta kumoutuu pois H-sillassa. (Honda 2005)

Estoviivevirtoja tapahtuu jokaisella kytkennällä H-sillan molemmissa haaroissa, jolloin kuluu kaksi kertaa suurempi teho estoviivevirtoihin puolisoltaan verrattuna. Lisäksi estoviivevirrat aiheuttavat korkeataajuisia (kytkentätaajuudella olevia) sähkömagneettisia häiriöitä (EMI, Electro-Magnetic Interference, Honda 2005). H-sillassa EMI-häiriöiden määrä kaksinkertaistuu.

### 3.2.2 H-sillan edut ja haitat

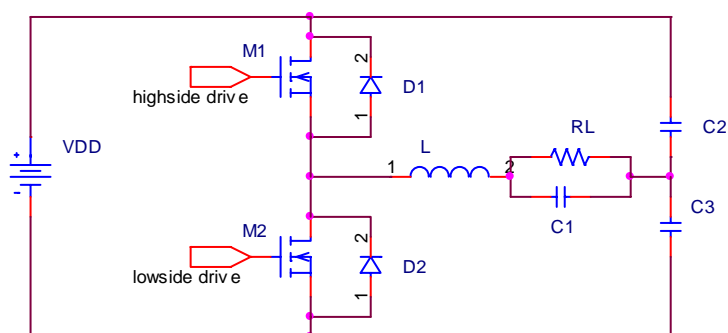
H-sillalla saavutettava äänenlaatu ja lineaarisuus ovat paremmat kuin puolisolalla, koska käyttöjännitteen huojuntaa ei esiinny. Lisäksi H-silta soveltuu käytettäväksi avoimena piirinä eli takaisinkytkentää ei tarvita (Honda 2005). Takaisinkytkennällä on kuitenkin mahdollista parantaa äänenlaatua ja eliminoida kaiuttimen taajuuden mukaan muuttuvan impedanssin vaikutus (Leach 2001).

Jos puolisoltaa ja H-siltaa käytetään saman tehoisessa sovelluksessa, on H-sillassa mahdollista valita komponentit, joiden virtakestoisuus on puolet puolisolllan komponenteista. Tämän mahdollistaa se, että sama teho saadaan ajettua kaiuttimelle puolet

pienemmällä käyttöjännitteellä. H-sillassa kaiutin on kytketty differentiaalisesti ja siksi kaiuttimen napojen välille ei muodostu puolisollassa ilman kompensointia esiintyvää DC-jännitettä. (Moreno, 2005)

### 3.3 Puolisilta kahdella kondensaattorilla (HC-silta)

H-sillan huono puoli on, että komponenttien määrä, piirilevyypinta-ala ja hilaohjaus- ja kytkentähäviöt ovat suuremmat kuin puolisollassa. HC-silta on puolisolta, jossa kondensaattoreiden sopivalla kytkennällä voidaan käyttää yksipuolista käyttöjännitettä. HC-sillassa H-sillan toisen haaran transistorit on korvattu kondensaattoreilla. Nämä kaiuttimen kanssa sarjassa olevat kondensaattorit poistavat puolisollassa mahdollisesti esiintyvän DC-tason. Kuvassa 3.8 on esitetty HC-sillan yksinkertaistettu piiri.

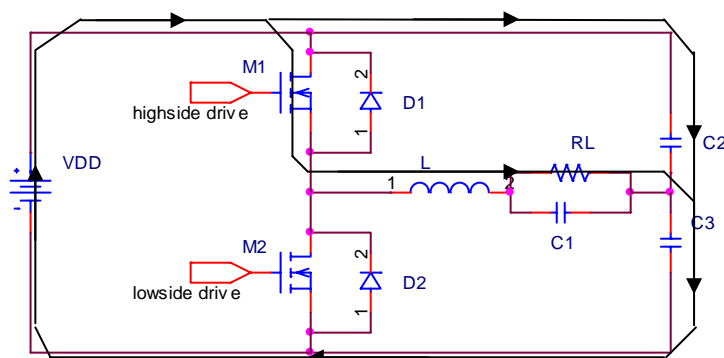


Kuva 3.8 HC-sillan yksinkertaistettu piiri. HC-sillassa kokosillan toisen haaran tehokytkimet on korvattu kondensaattoreilla.

HC-silta on hyvin vähän käytetty topologia ja tämän työn HC-siltaan liittyvä tutkimus perustuu enemmän simulointituloksiin kuin kirjallisuuteen.

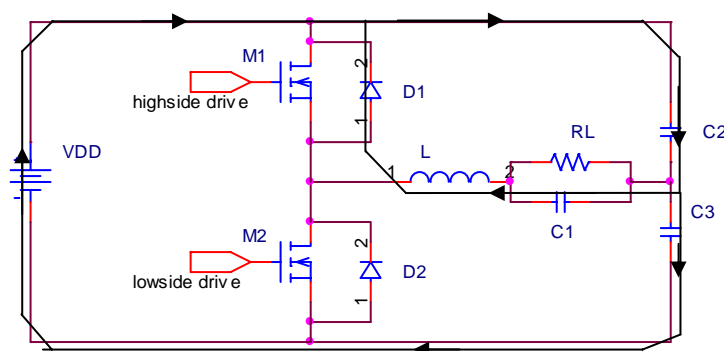
#### 3.3.1 Virran kulku HC-sillassa

Samoin kuin muissa siltatopologioissa, HC-sillalla saadaan positiivinen kuormavirta kun transistori  $Q_1$  johtaa keskimäärin kauemmin kuin transistori  $Q_2$  ja negatiivinen kuormavirta päinvastoin. Positiivisen virran kulkureitti on esitetty kuvassa 3.9.



Kuva 3.9 Positiivisen virran kulkureitti.

Kuvassa 3.9. on huomattavaa että koska signaalin amplitudi on muuttuva, on myös kondensaattorien liityntä muuttuvassa potentiaalissa. Tämä aiheuttaa virran myös kondensaattorin  $C_2$  läpi vaikka positiivinen kuormavirta kulkee nollaan  $C_3$  läpi. Kondensaattorin  $C_3$  läpi kulkeva virta on siis kuormavirran ja toisen kondensaattorin virran summa. Negatiivisella virralla suurin osa virrasta kulkee kondensaattorin  $C_2$  läpi ja kuormavirta on kondensaattorien  $C_2$  ja  $C_3$  virtojen erotus. Kommutointivirta kulkee myös kondensaattorien läpi. Negatiivinen kommutointivirta on esitetty kuvassa 3.10.



Kuva 3.10 Negatiivisen kommutointivirran kulkureitti.

Negatiivinen kommutointivirta kulkee diodin  $D_1$  ja kondensaattorin  $C_2$  läpi ja positiivinen kommutointivirta kulkee diodin  $D_2$  ja kondensaattorin  $C_3$  läpi. Tästä voi aiheutua käyttöjännitteen huojuntaa samoin kuin puolisillassa.

HC-sillan kondensaattorien jännitekestoisuus tulee olla käyttöjännitettä suurempi ja virrankestoisuus suurempi kuin kuormavirta maksimiteholla. 60 V käyttöjännitteellä kuorman virta on alle 5 A. Tarvitaan siis kondensaattorit, joiden jännitekestoisuus on noin 80 V ja virrankesto yli 5 A. Tähän teholuokkaan soveltuvat parhaiten

elektrolyyttikondensaattorit (Pyrhönen 2009). Niiden koko voi kuitenkin olla merkittävän suuri, halkaisijaltaan ja korkeudeltaan muutamia senttejä. Myös muovikondensaattorit ovat kehittyneet ja kestävät suurehkoja virtoja. Suuren virran kestävä kondensaattori voi maksaa enemmän kuin MOSFET –transistori ja sen hilaohjauspiiri. Sarjatuotannossa kustannukset pyritään minimoimaan, joten tämä voi olla yksi syy siihen, miksi HC-siltaa käytetään D-luokan vahvistimissa hyvin harvoin.

## 4 SILTATOPOLOGIOIDEN SIMULAATIOMALLIT JA SIMULOINTI

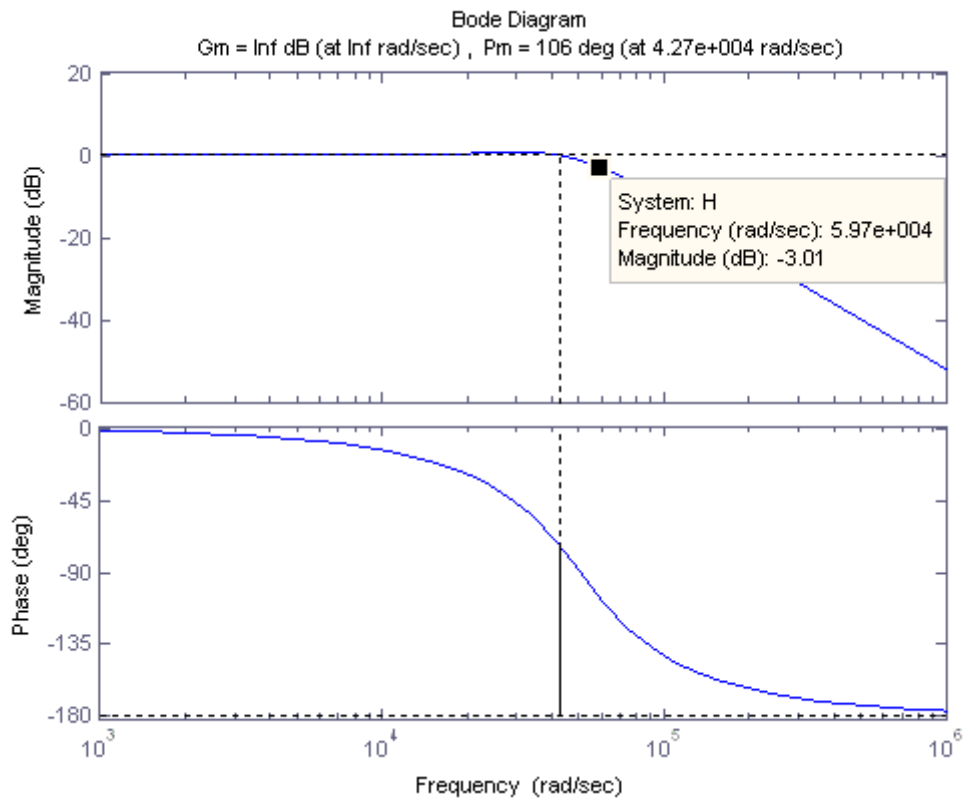
D-luokan vahvistimen pääteasteen topologioille tehdään piirianalyysit ja differentiaaliyhtälöiden avulla muodostetaan tilayhtälömallit puolisillalle, H-sillalle ja HC-sillalle. Tilayhtälöillä rakennetaan simulaatiomallit Matlabin Simulinkiin. Pääteasteen toiminnalle ominaista on kuitenkin lähtösuodin ja sen ominaisuudet. Kappaleessa 4.1 esitetään lähdön  $LC$ -suotimen suunnittelu. Kappaleessa 4.2 esitetään siltatopologioiden tilayhtälömallit ja simulointitulokset lopuksi kappaleessa 4.3.

### 4.1 Lähtösuotimen suunnittelu

Lähtösuotimenä käytetään  $LC$ -suodinta, kuten siltatopologioiden piirikuvissa on esitetty.  $LC$ -suodin on toisen asteen alipäästösuodin, jonka siirtofunktio on

$$H(s) = \frac{1}{s^2 + \frac{1}{R_L C} s + \frac{1}{LC}}, \quad (4.1)$$

jossa  $L$  on kelan induktanssi,  $C$  on kondensaattorin kapasitanssi ja  $R_L$  on kaiuttimen impedanssi. Kaiuttimen impedanssi on todellisuudessa taajuudesta riippuva, mutta suotimen mitoituksessa se on oletettu resistiiviseksi. Suotimen rajataajuudeksi valitaan 9,5 kHz, jolloin signaalin vaihe haluttavalla audiokaistalla ei käänny enempää kuin  $-45^\circ$ . Lisäksi muuttuva kytkentätaajuus suodattuu pois. Pääteasteen kuorman eli kaiuttimen impedanssi oletetaan simulaatioissa resistiiviseksi ja sen arvona käytetään nimellistä  $8 \Omega$  resistanssia. Kelan valitaan induktanssiksi  $L = 180 \mu\text{H}$  ja kondensaattoriksi  $C = 2,2 \mu\text{F}$ . Suotimen bode-diagrammi on esitetty kuvassa 4.1.



Kuva 4.1. Lähtösuotimen Bode-diagrammi. Kuvasta nähdään, että -3 dB:n rajataajuus on noin 9,5 kHz.

Suotimen taajuusvasteesta havaitaan, että toisen asteen suotimella estokaistan vaimennus kasvaa 40 dB dekadilla, joten -3 dB:n rajataajuuden ollessa alle 10 kHz, on 100 kHz taajudella vaimennusta yli 40 dB, joten kytkentätaajuus suodattuu pois riittävän hyvin.

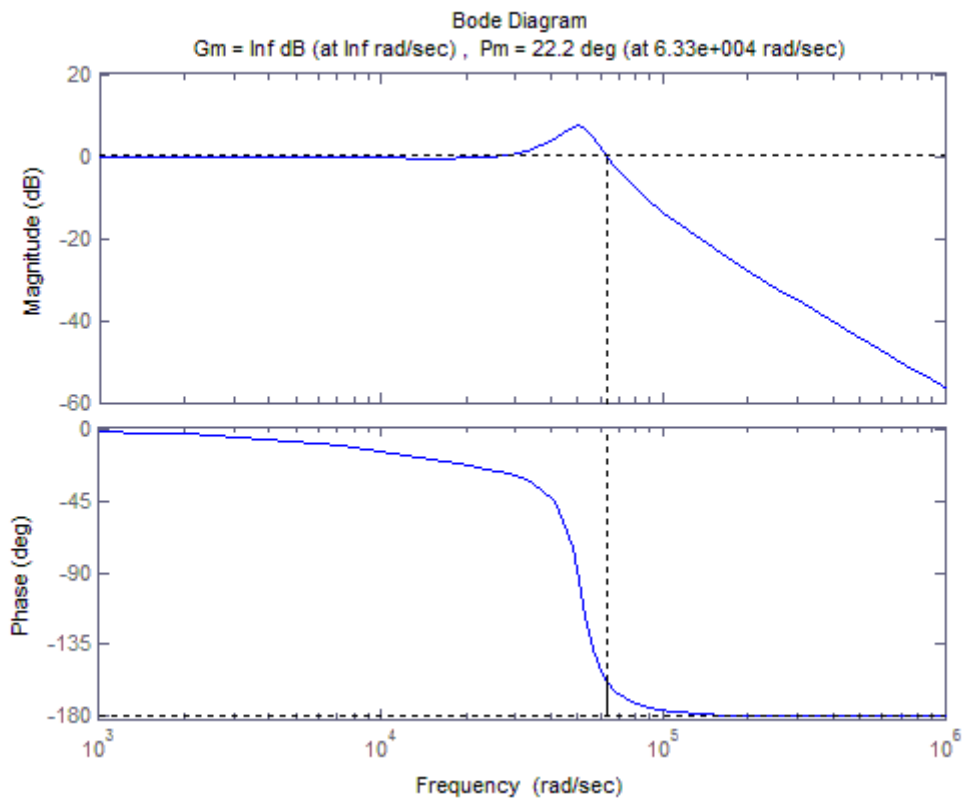
Suotimen ominaisuuksissa on merkittävää huomata kelan sydänmateriaali ja induktanssi. Väärä materiaalivalinta voi aiheuttaa kelan sydänmateriaalissa kyllästymisen, jolloin induktanssi muuttuu. Lineaarisuuden kannalta paras vaihtoehto D-luokan vahvistimen lähtösuotimen kelan sydänmateriaaliksi on ilmasydän, mutta kelan kierroslukumäärä ja koko tekevät siitä epäkäytännöllisen. Siksi on järkevää käyttää pulveri- tai ferriittisydäntä. Näissä täytyy kuitenkin olla ilmaväli, johon energia varastoituu. Tämän takia käytetään toroidikelaa. (Ferroxcube)

Kaiuttimen muuttuva impedanssi vaikuttaa suodattimen mitoitukseen merkittävästi. Kaiuttimen impedanssi muodostuu käytännössä kelan ja vastuksen sarjaankytkennästä. Lisäksi kaiuttimen mekaaniset ominaisuudet aiheuttavat matalille taajuuksille nk.

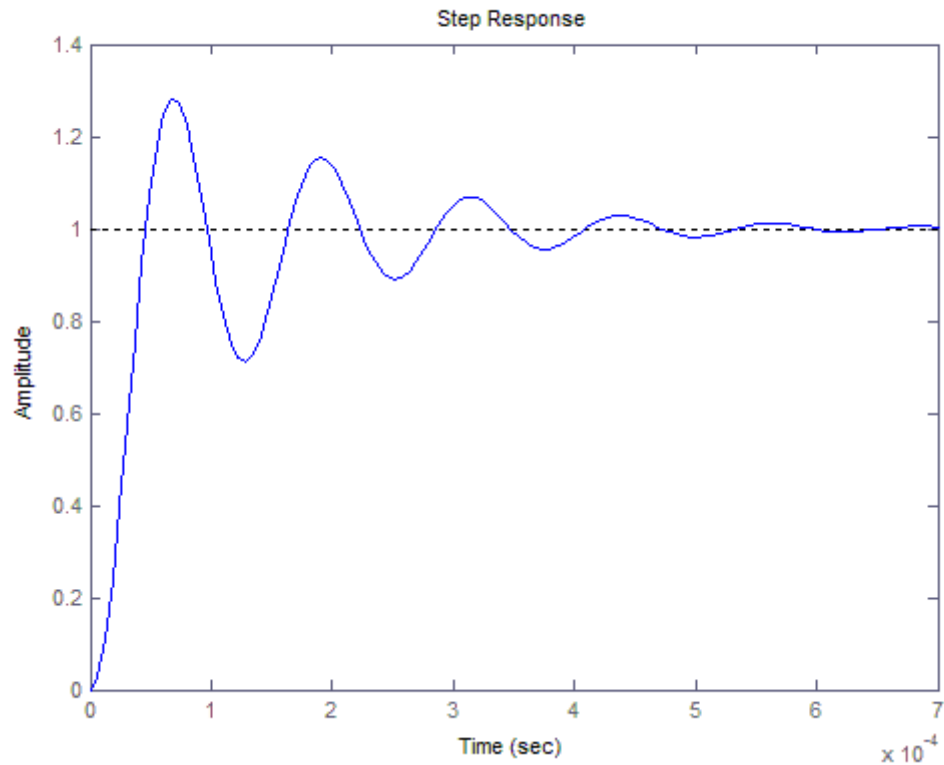
resonanssiipiikin, jolloin impedanssi on suurimmillaan. Kun kaiutin kuvataan kelan ja vastuksen sarjaankytkentänä, on muodostuva siirtofunktio muotoa

$$H(s) = \frac{sL_2 + R}{s^3L_1L_2C + s^2L_1C + s(L_1 + L_2) + R} \quad (4.2)$$

jossa  $L_1$  on suodattimen kelan induktanssi ja  $L_2$  on kaiuttimen induktanssi. Sovelluskohteen kaiuttimen datalehdessä saadaan  $L_2 = 0,240$  mH. Valitsemalla suodattimen arvoiksi  $L_1 = 220$   $\mu$ H ja  $C = 3,0$   $\mu$ F, saadaan rajataajuudeksi noin 13,8 kHz. Tällaisen suodattimen taajuusvaste on esitetty kuvassa (4.2) ja askelvaste kuvassa (4.3).



Kuva 4.2. Lähtösuotimen bode-diagrammi kun kaiuttimen muuttuva impedanssi on kuvattu sarjainduktanssilla. -3dB:n rajataajuus on noin 13,8 kHz.



Kuva 4.3. Lähtösuotimen askelvaste kun kaiuttimen muuttuva impedanssi on kuvattu sarjainduktanssilla. Värähtelyn asettumisaika on noin 60  $\mu$ s.

Kuvasta 4.3 havaitaan, että kaiuttimen sarjainduktanssi aiheuttaa signaaliin huomattavaa värähtelyä, mutta ei saata järjestelmää epästabiiliksi. Värähtelyn asettumisaika on kuitenkin noin 6  $\mu$ s. Asettumisajan ja ylityksen optiomointi on tarpeen lopullisessa vahvistimessa. Ne on saatava niin pieniksi, että se ei vaikuta vahvistimen kokonaisharmoniseen säröön. Kappaleessa 4.3 esitetettävät vahvistimen toimintaan liittyvät simuloinnit suoritetaan resistiivisellä kuormalla, koska tavoitteena on tutkia siltatopologian vaikutusta sovelluskohteen äänenlaatuun, ei kaiuttimen impedanssin vaikutusta äänenlaatuun. Lisäksi resistiivisen kuorman oletus poistaa yhden tilamuuttujan tilamalleista, mikä helpottaa analyysia.



## 4.2 Siltatopologioiden tilayhtälömallit

Tilayhtälömallit perustuvat piirin kelojen ja kondensaattorien differentiaaliyhtälöihin, jotka on esitetty yhtälöissä (4.3) ja (4.4).

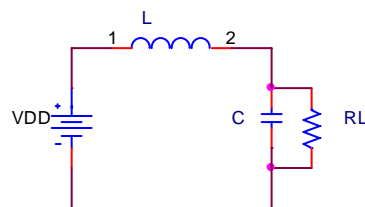
$$L \frac{di_L}{dt} = u_L \quad (4.3)$$

$$C \frac{du_C}{dt} = i_C \quad (4.4)$$

Yhtälössä (4.3) on esitetty kelan jännite induktanssin ja virran aikaderivaatan tulona ja yhtälössä (4.4) kondensaattorin virta kapasitanssin ja jännitteen aikaderivaatan tulona. Tilayhtälömalleja on kullekin siltatopologialle kolme erilaista. Tämä johtuu piirien kolmesta eri toimintamoodista. Ensimmäinen moodi on tilanne, jolloin kytkin on kiinni ja virta kulkee normaalisti. Toinen moodi kuvaa tilannetta suoja-ajan aikana, jolloin kuorman virtaa pitää yllä kelaan indusoitunut jännite. Kolmas moodi kuvaa piiriä, joka muodostuu kun kelan virta menee nolaksi suoja-ajan aikana. Kolmas moodi on jokaisessa siltatopologiassa samanlainen. Tilayhtälömalleissa MOSFET –kytkimien johtavuustilan resistanssi on oletettu nolaksi ja estoviivevirtaa ei ole huomioitu.

### 4.2.1 Puolisilta

Puolisillan ensimmäinen toimintamoodi voidaan kuvata kuvan 4.4 sijaiskytkennällä.

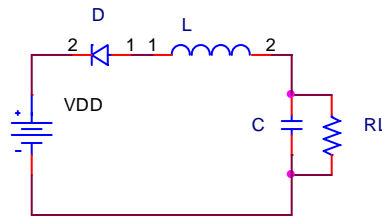


Kuva 4.4. Puolisillan sijaiskytkentä ensimmäisessä toimintamoodissa.

Kuvassa 4.4. virta kulkee jännitelähteestä suljetun kytkimen kautta suotimen läpi kaiuttimelle. Tilayhtälömalliin valitaan tilamuuttujiksi kelan virta ja kondensaattorin jännite. Ensimmäiselle toimintamoodille voidaan johtaa tilayhtälömalliksi

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{du_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{DD} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (4.5)$$

Yhtälö (4.5) pätee ylähaaran kytkimen ollessa johtava. Alahaaran kytkimen johtaessa termi  $V_{DD}$  vaihtuu yllä olevasta yhtälöstä  $V_{SS}$ :ksi. Puolisillan toinen toimintamoodi voidaan kuvata kuvan 4.5 sijaiskytkennällä kuormavirran ollessa negatiivinen. Positiivisella kuormavirralla diodin ja kelan välissä oleva jännite on  $V_{SS} + V_{BD}$ , kun se negatiivisella virralla on  $V_{DD} - V_{BD}$ .



Kuva 4.5. Puolisillan sijaiskytkentä toisessa toimintamoodissa.

Kuvan 4.5. piiri voidaan kuvata yhtälön (4.6) tilayhtälömallilla.

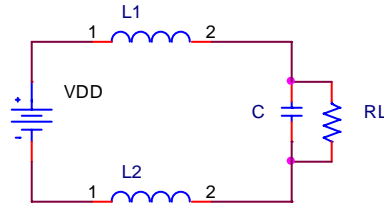
$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{du_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{DD} - V_{BD} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Puolisillan kolmas toimintamoodi voidaan kuvata yksinkertaisella kaiuttimen  $R_L$  ja suotimen kondensaattorin  $C$  sarjaankytkennällä. Kolmannen moodin tilayhtälömalli on

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{du_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix}. \quad (4.7)$$

### 4.2.2 H-silta

H-sillalla on samat moodit kuin puolisillalla. Ensimmäisen moodin sijaiskytkentä on esitetty kuvassa 4.6.

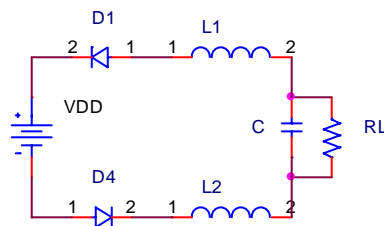


Kuva 4.6. H-sillan sijaiskytkentä ensimmäisessä toimintamoodissa.

H-sillassa kelojen sarjaankytkennän jännite vastaa puolisillan yhden kelan jännitettä ja molempien kelojen läpi kulkee sama virta. Näin ollen ne voidaan olettaa tarkastelussa yhdeksi kelaksi, jonka virta on  $i_L$ . Ensimmäiselle moodille voidaan johtaa yhtälön (4.8) tilayhtälömalli.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{du_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} [V_{DD} \quad 0] \quad (4.8)$$

H-sillan toisen moodin sijaiskytkentä on esitetty kuvassa 4.7.



Kuva 4.7. H-sillan sijaiskytkentä toisessa toimintamoodissa.

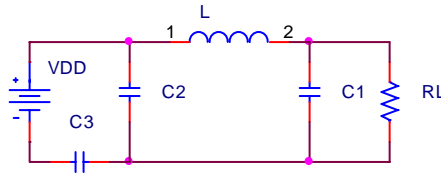
Toiselle toimintamoodille voidaan negatiivisella kuormavirralla johtaa yhtälön (4.9) osoittama tilayhtälömalli.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{du_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} [V_{DD} - 2V_{BD} \quad 0] \quad (4.9)$$

Positiivisella virralla yhtälön (4.9) termi  $V_{DD} - 2V_{BD}$  vaihtaa merkkiä. H-sillan kolmannen toimintamoodin tilayhtälömalli on sama kuin puolisillassa.

#### 4.2.2 HC-silta

HC-sillan tilayhtälöt ovat hieman muita topologioita monimutkaisemmat. HC-sillassa on kuorman suotimen energiavarastojen lisäksi kaksi kondensaattoria, jotka tarvitsevat omat tilamuuttujansa tilayhtälömalliin. Kuvassa 4.8 on esitetty sijaiskytkentä tilanteelle, jossa ylähaaran kytkin johtaa ja virta on positiivinen.

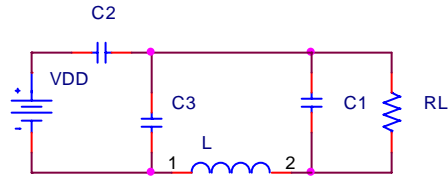


Kuva 4.8. HC-sillan sijaiskytkentä ensimmäisessä toimintamoodissa kun ylähaaran kytkin johtaa.

Kuvan 4.8 kytkennälle voidaan johtaa tilayhtälömalli, joka on esitetty yhtälössä (4.10).

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{du_{C1}}{dt} \\ \frac{du_{C2}}{dt} \\ \frac{du_{C3}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{R_L C} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_3} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_{C1} \\ u_{C2} \\ u_{C3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{DD}}{L} \\ 0 \\ \frac{C_3}{C_2} \frac{du_{C3}}{dt} \\ \frac{C_2}{C_3} \frac{du_{C2}}{dt} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Kuvassa 4.9 on esitetty sijaiskytkentä tilanteelle, jossa ylähaaran kytkin johtaa ja virta on positiivinen.

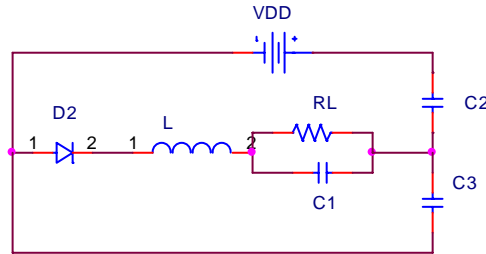


Kuva 4.9. HC-sillan sijaiskytkentä ensimmäisessä toimintamoodissa kun alahaaran kytkin johtaa.

Alahaaran kytkimen johtaessa voidaan HC-sillalle määrittää yhtälön (4.11) mukainen tilayhtälömalli.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{du_{C1}}{dt} \\ \frac{du_{C2}}{dt} \\ \frac{du_{C3}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} & 0 & \frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{R_L C} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_3} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_{C1} \\ u_{C2} \\ u_{C3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{C_3}{C_2} \frac{du_{C3}}{dt} \\ \frac{C_2}{C_3} \frac{du_{C2}}{dt} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Toisen toimintamoodin sijaiskytkentä on esitetty kuvassa 4.10.



Kuva 4.10. HC-sillan sijaiskytkentä toisessa toimintamoodissa kun kuormavirta on positiivinen.

Toiselle toimintamoodille voidaan johtaa yhtälön (4.12) mukainen tilayhtälömalli, kun virta on positiivinen.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{du_{C1}}{dt} \\ \frac{du_{C2}}{dt} \\ \frac{du_{C3}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} & 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{R_L C} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_2} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_3} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_{C1} \\ u_{C2} \\ u_{C3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{V_{BD}}{L} \\ 0 \\ \frac{C_3}{C_2} \frac{du_{C3}}{dt} \\ \frac{C_2}{C_3} \frac{du_{C2}}{dt} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Negatiivisella virralla yhtälöstä (4.12) muuttuu ainoastaan virran  $i_L$  tilayhtälö.

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{1}{L}u_{C1} + \frac{1}{L}u_{C2} - \frac{u_{BD}}{L} \quad (4.13)$$

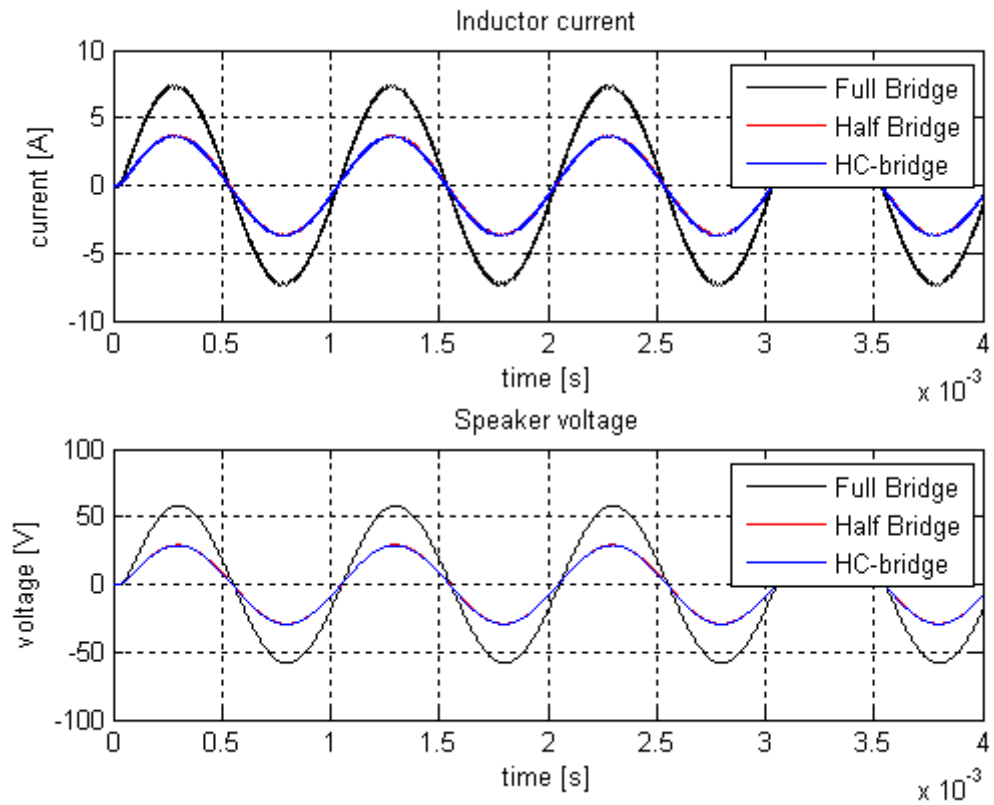
HC-sillan kolmas toimintamoodi on sama kuin muissa siltatopologioissa.

### 4.3 Siltatopologioiden simulointi

Pääteasteen simuloointiin käytetään Matlabin Simulink -ohjelmistoa. Pääteasteeseen syötetään  $\Sigma\Delta$ -moduloitu hyötysignaali. Simulointi on tehty ilman suoja-aikaa ja suoja-ajan kanssa, jotta piirien epäideaalisuudet tulevat paremmin esille ja suoja-ajan vaikutusta signaalin säröytymiseen voidaan tutkia.

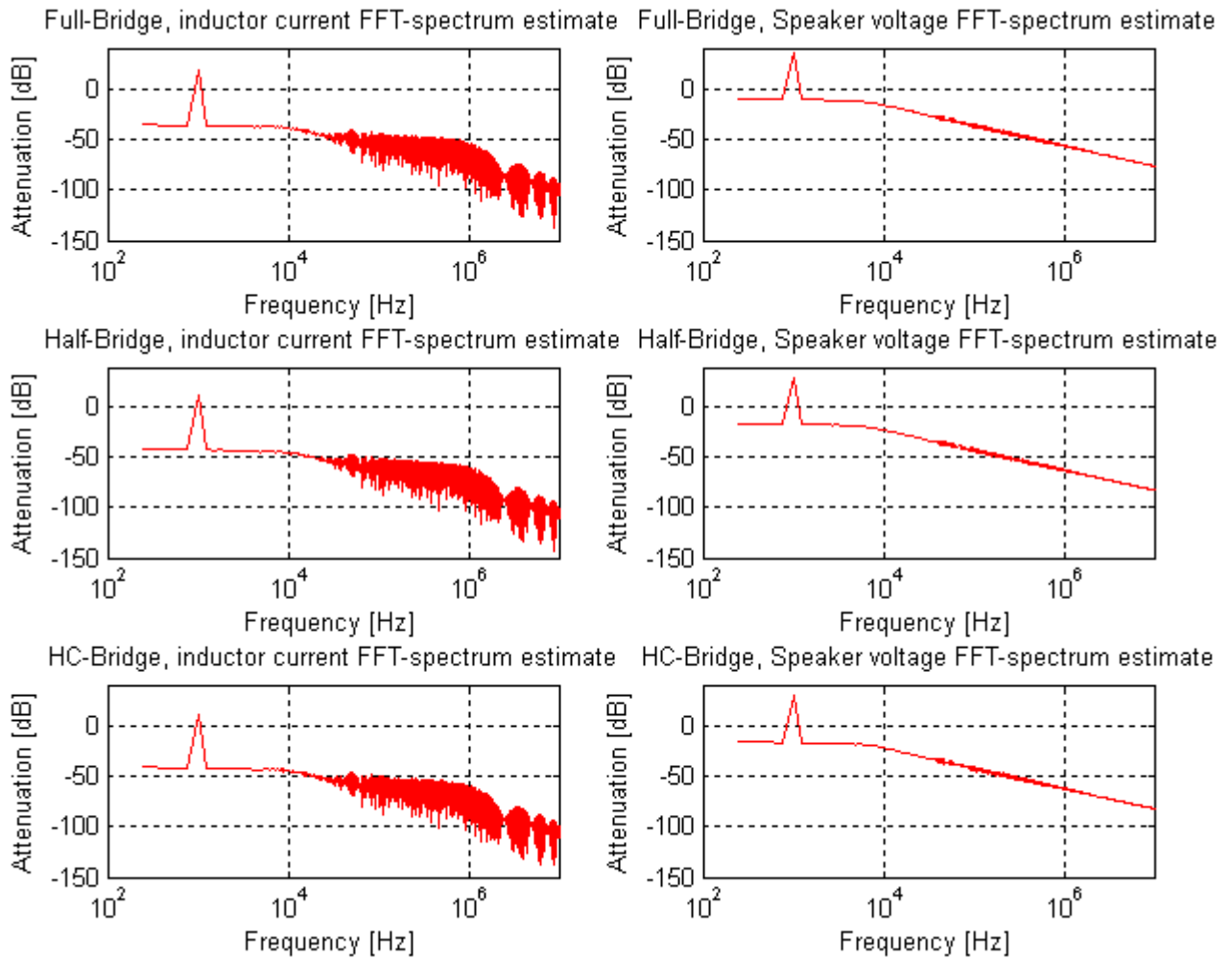
Simulointimallit kaikille siltatopologioille on rakennettu kappaleen 4.2 tilayhtälöiden pohjalta. Simuloinnin tulosignaalina käytetään kanttiaaltoa ja siniaaltoa. H-sillan lähtöjännite ja kelan virta ovat kaksi kertaa isommat kuin puolisolilla ja HC-sillalla. Tämä johtuu siitä, että samalla käyttöjännitteellä puolisolissa kaiuttimen yli oleva jännite on puolet H-sillassa kaiuttimen yli olevasta jännitteestä. Jokaisessa siltatopologiassa on käytetty kappaleessa 4.1 ilmoitettuja suotimen komponenttien arvoja. HC-sillassa on sarjakondensaattorien arvoksi valittu 1 mF.

Kuvassa 4.11 on esitetty lähtösignaalien käyrämuodot, kun tulosignaalina on 10 V<sub>p-p</sub>, 1 kHz sinisignaali. Suoja-aika on 0 ns.



Kuva 4.11. Lähtösignaalit kaikissa siltatopologioissa, kun suoja-aikaa ei oteta huomioon. Signaalin taajuus 1 kHz.

Kuvasta 4.11 havaitaan, että ilman suoja-aikaa lähtöjännite ei ole säröytynyt missään siltatopologiassa. Lisäksi havaitaan, että sekä kelan virta että kaiuttimen jännite ovat lähes samat sekä puolisillassa ja HC-sillassa, vaikka HC-sillassa on kondensaattorit sarjassa lähtösignaalin kanssa. Kuvassa 4.12 on esitetty kuvan 4.11 käyrien spektriestimaatit, jotka on laskettu signaalin neljän jakson mittaisesta näytejonosta.

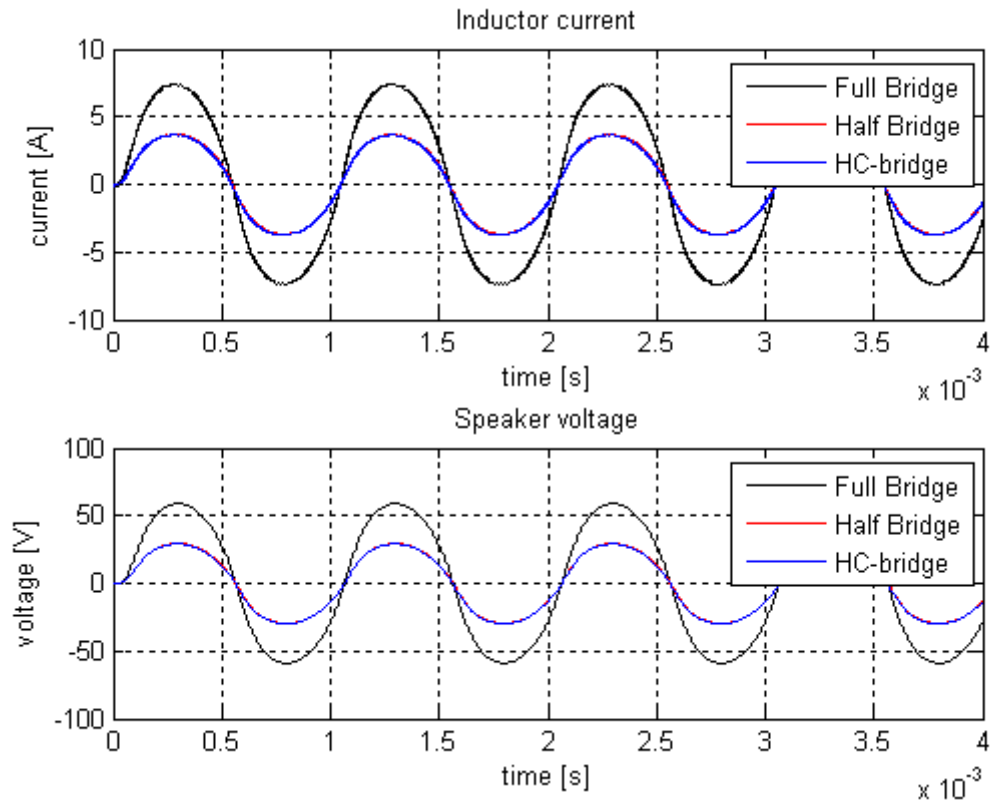


Kuva 4.12. Lähtösignaalien spektriestimaatit, kun suoja-aikaa ei oteta huomioon. Signaalin taajuus 1 kHz.

Kuvasta 4.12 havaitaan, että kytkentätaajuus on jakautunut pitkälle taajuuskaistalle audiokaistan yläpuolelle. Kytkentätaajuus on kuitenkin vaimentunut huomattavasti ja selvä piikki on havaittavissa vain signaalin taajuudella 1 kHz. Ilman suoja-aikaa signaalien kokonaisharmoninen särö on pieni (noin 0,13 %) ja signaalin harmonisia ei näy yhdenkään siltatopologian spektrissä.

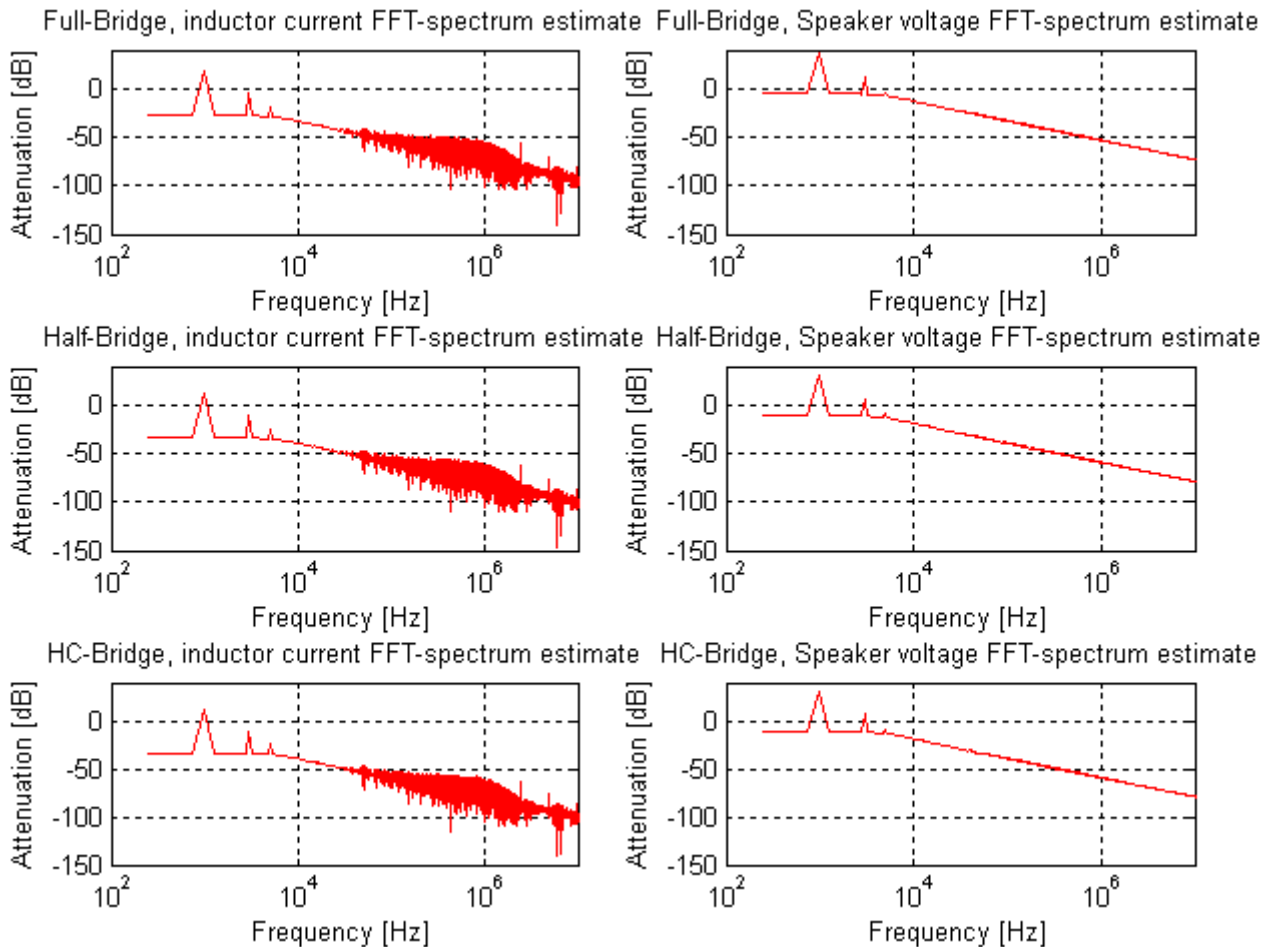
Suoja-ajan lisääminen lisää signaalin säröytymistä huomattavasti. Kuvassa 4.13 on esitetty lähtösignaalien käyrämuodot ja kuvassa 4.14 signaalien spektriestimaatit, kun suoja-aika on 150 ns.





Kuva 4.13. Lähtösignaalit kaikissa siltatopologioissa, kun  $t_{\text{dead}} = 150$  ns. Signaalin taajuus on 1 kHz.

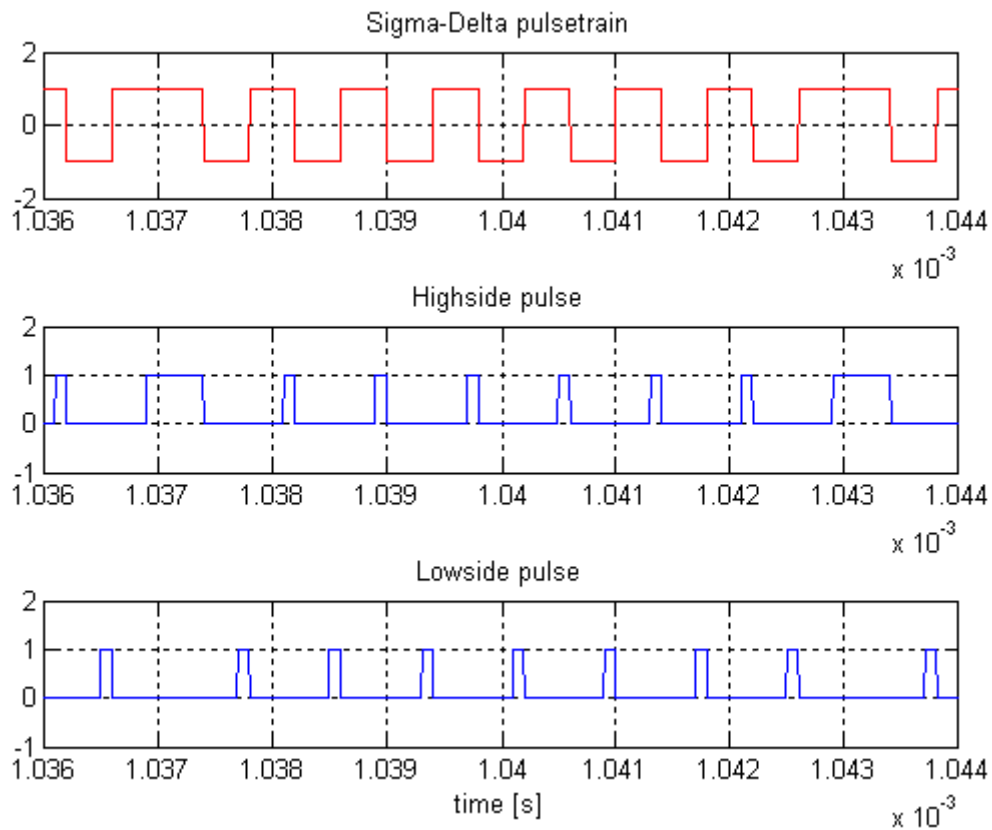
Kuvasta 4.13 huomataan, että signaali on säröytynyt jokaisessa siltatopologiassa. Säröytyminen ilmenee nousu- ja laskureunojen jyrkkenemisenä ja huippujen leviämisenä. Nousu- ja laskureunojen jyrkkeneminen johtuu suoja-ajan generoinnista, jossa ylähaaran ja alahaaran pulssit lyhenevät suoja-ajan verran.



Kuva 4.14. Lähtösignaalien spektriestimaatit, kun  $t_{\text{dead}} = 150$  ns. Signaalin taajuus 1 kHz.

Signaalien spektriestimaateista huomataan, että suoja-ajan lisääminen aiheuttaa spektriin perustaajuuden harmonisia taajuuksia, joiden amplitudi on huomattavan suuri.

Signaalin nousu- ja laskureunoilla  $\Sigma\Delta$ -pulssijonon taajuus on suurimmillaan. Jos pulssin mitta on vain hieman suoja-aikaa pidempi, jää ylähaaran pulssi hyvin lyhyeksi. Modulaattorin pulssijonon taajuus on suurimmillaan 1,25 MHz, koska modulaattorin lähtöä näytteistävän kiikun kellotaajuus on 2,5 MHz ja sen lähtö vaihtaa tilaansa vain kellon nousevalla reunalla. Vastaavasti jos kahden pulssin välinen aika on vain hieman suoja-aikaa pidempi, jää alahaaran pulssi hyvin lyhyeksi. Kuvassa 4.15 on esitetty signaalin nousureunassa esiintyvä korkeataajuinen  $\Sigma\Delta$ -pulssijono ja siitä muodostetut hilaohjauspulssit.

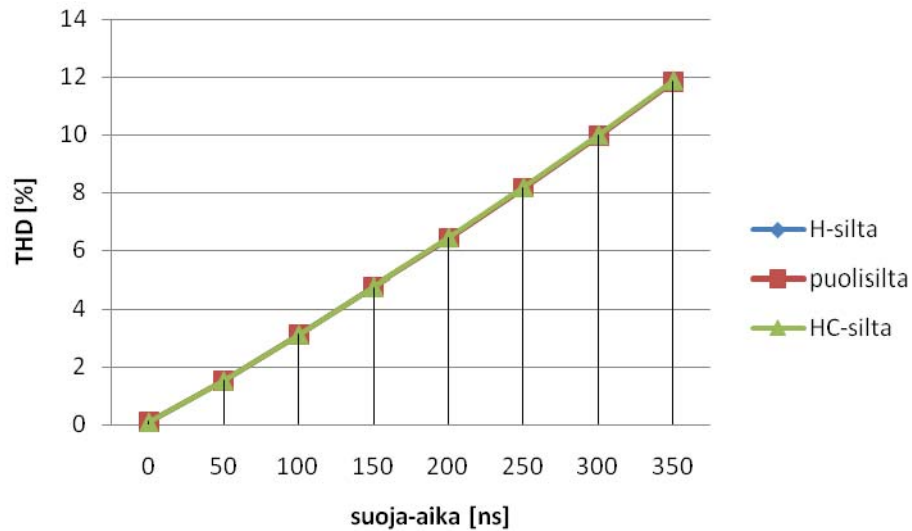


Kuva 4.15. Simulointikuva hilapulssien muodostuksesta  $\Sigma\Delta$ -pulssijonosta, kun  $t_{\text{dead}} = 300$  ns. Kuvattuna on signaalin nousureunan hetki, jolloin kytkentätaajuus on korkeimmillaan (n. 1,25 MHz).

Kuvasta havaitaan, että hilapulssi ovat suoja-ajan takia huomattavasti lyhyempiä kuin alkuperäisen pulssijonon pulssit. Tämä aiheuttaa nousu- ja laskureunojen jyrkkenemisen, kun suoja-aikaa pidennetään.

Suoja-ajan vaikutus pääteasteessa riippuu kuormavirran suunnasta. Jos virta on positiivinen, kiinnittyy suotimen tulojännite negatiiviseen käyttöjännitteeseen suoja-ajan ajaksi, jolloin vahvistimen suotimen tulossa vain ylähaaran pulssi lyhenee. Vastaavasti negatiivisella kuormavirralla suotimen tulojännite kiinnittyy positiiviseen käyttöjännitteeseen ja vain alahaaran pulssi lyhenee. (Honda, 2005)

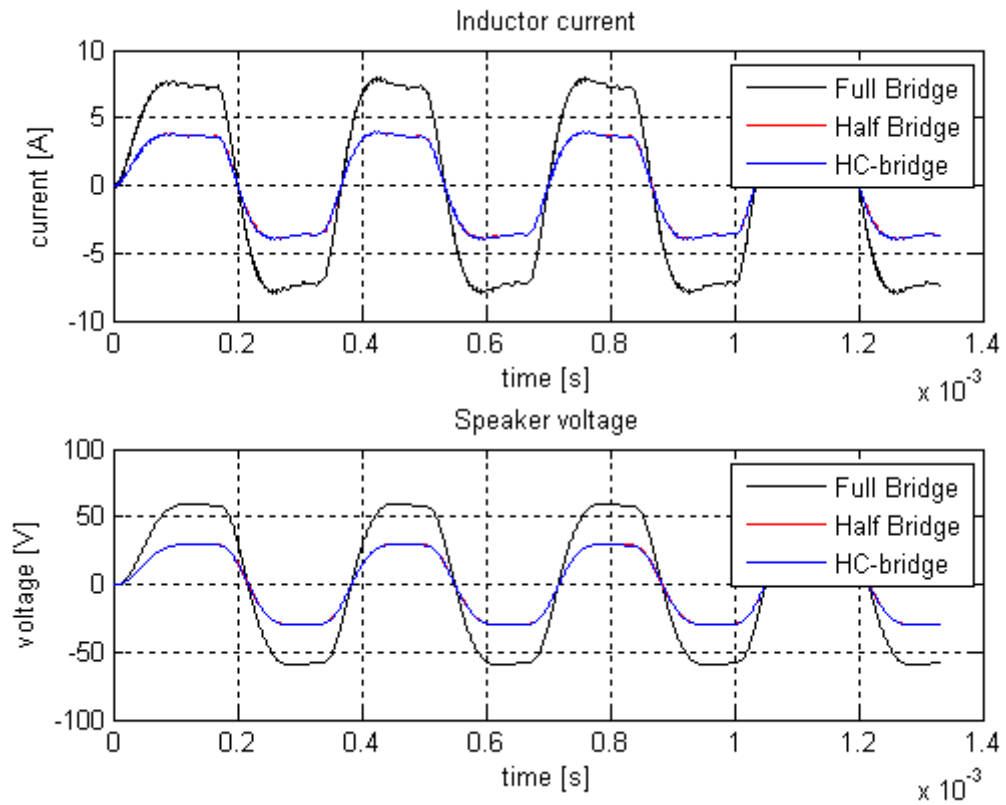
Signaalin kokonaisharmonisen särön ja suoja-ajan suhde toisiinsa eri siltatopologioilla on nähtävissä kuvasta 4.16.



Kuva 4.16. Lähtösignaalin (kaiuttimen jännite) kokonaisharmoninen särö siltatopologioissa suoja-ajan funktiona. Simuloinnin tulosignaalina käytettiin  $10 V_{p-p}$  siniaaltoa taajuudella 3 kHz.

Kuvasta 4.16 havaitaan, että kokonaisharmoninen särö kasvaa lähes lineaarisesti suoja-ajan funktiona. Lisäksi havaitaan, että suoja-ajan vaikutus THD:hen ei riipu käytetystä siltatopologiasta. THD voidaan minimoida valitsemalla sellaiset MOSFET-kytkimet, joiden syttymis- ja sammumisajat ovat mahdollisimman lyhyet, jolloin myös suoja-aika saadaan minimoitua. Jos suoja-aika on lyhyempi, kuin mitä kytkimien kytkentäajat, tapahtuu suoja-ajan aikana lyhytaikainen läpilyönti. Jos riittävän nopeita kytkimiä ei ole, on läpilyönnin ja suoja-ajan minimoinnissa löydettävä pienimmän THD:n synnyttävä kompromissi, jossa läpilyöntivirta ei kasva liian suureksi. Liian suuri läpilyöntivirta aiheuttaa kytkinkomponenttien ennenaikaisen hajoamisen.

Lähtösignaalin kokonaisharmoniseen säröön vaikuttaa myös alkuperäisen signaalin muoto. Sini-signaalilla tehty THD-analyysi ei välttämättä pidä paikkaansa kun sisääntulosignaalina on audiosignaali. Kun tulosignaalina käytetään kanttiaaltoa, voidaan lähdön aaltomuodosta tutkia lähtösignaalin suurin muutosnopeus. [V/s]. Kuvassa 4.17 on esitetty vahvistimeen syötetty kanttiaalto lähdössä, kun suoja-aika on 0 ns



Kuva 4.17. Lähtösignaalin käyrämuodot kun sisääntulossa on 3kHz kantiaalto 5V amplitudilla.  $t_{dead} = 0\text{ns}$ .

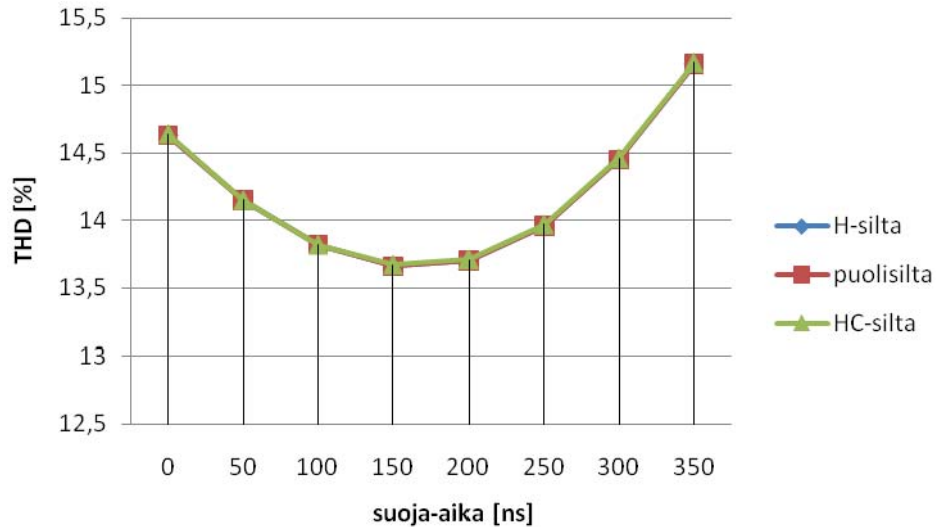
Kaiuttimen jännitteen maksiminousunopeudeksi H-sillalla voidaan kuvan 4.17 perusteella laskea

$$\frac{dV}{dt}_{\max} = 1,82 \text{V}/\mu\text{s}. \quad (4.14)$$

Vastaavasti puolisillalle ja HC-sillalle saadaan nousunopeudeksi

$$\frac{dV}{dt}_{\max} = 0,95 \text{V}/\mu\text{s}. \quad (4.15)$$

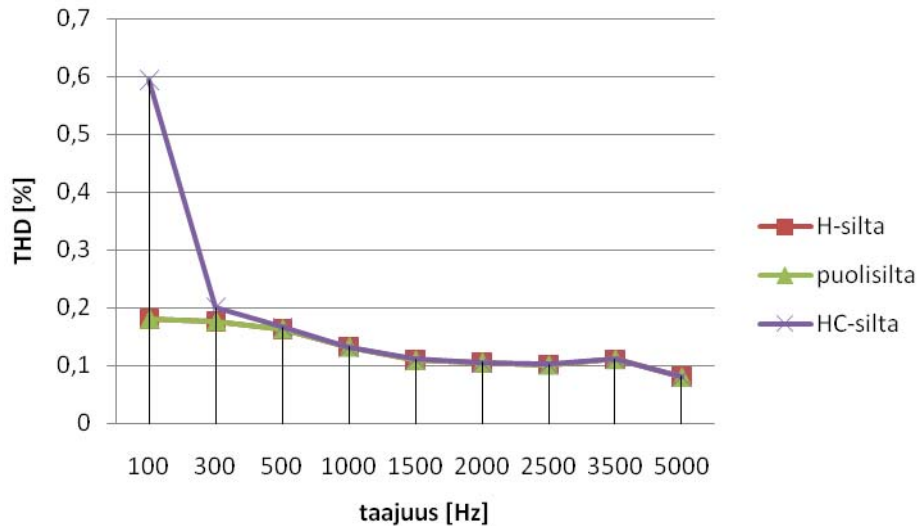
THD suoja-ajan funktiona kantiaallolla on esitetty kuvassa 4.18.



Kuva 4.18. Lähtösignaalin (kaiuttimen jännite) kokonaisharmoninen särö siltatopologioissa suoja-ajan funktiona. Simuloinnin tulossignaalinä käytettiin  $10 V_{p-p}$  kantiaaltoa taajuudella 3 kHz.

Kuvasta 4.18 havaitaan, että THD suoja-ajan funktiona poikkeaa huomattavasti kantiaallolla verrattuna siniaaltoon. THD:n arvo kantiaallolla on huomattavasti suurempi kuin siniaallolla, koska kantiaalto sisältää jyrkän nousureunansa takia taajuuksia suurelta kaistalta. Lisäksi alle 300 ns suoja-ajalla THD on pienempi kuin ilman suoja-aikaa. Tämä johtuu edellä mainitusta pulssinmuodostuksesta ja sen vaikutuksesta nousu- ja laskureunojen jyrkkyyteen. Suurempi suoja-aika jyrkentää nousu- ja laskureunoja, jolloin lähestytään parempaa kantiaallon muotoa. Riittävän suuri suoja-aika kuitenkin huonontaa kantiaallon THD:ta, koska suoja-ajan takia osa ohjauspulsseista suodattuu pois kokonaan.

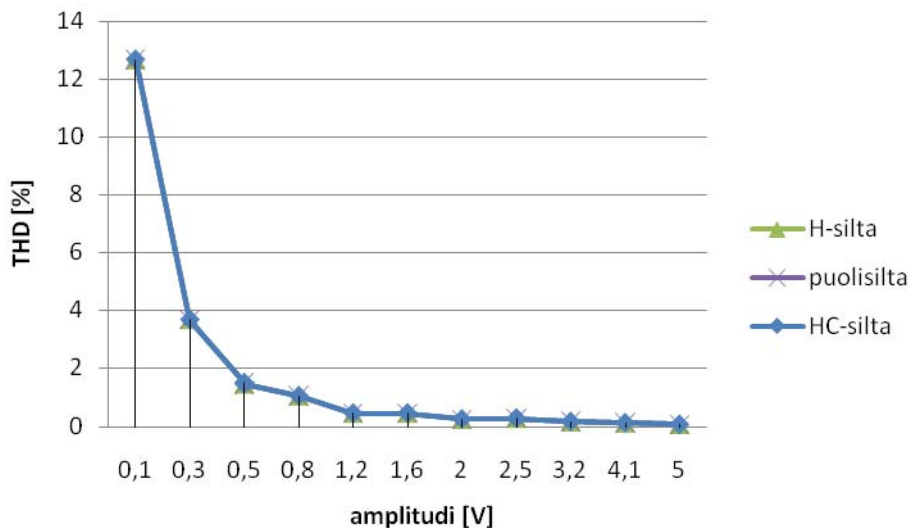
Suoja-ajan vaikutus signaalin THD:hen ei tee eroa pääteastetopologioiden välille. Tästä syystä on tärkeää huomioida tulossignaalin taajuuden vaikutus lähtösignaalin THD:hen ja amplitudiin. Kuvassa 4.19 on esitetty siltatopologioiden lähtösignaalin THD taajuuden funktiona. Tulossignaalinä on käytetty  $10 V_{p-p}$  siniaaltoja ja suoja-aika on 0 ns.



Kuva 4.19 THD taajuuden funktiona sinisignaalilla ilman suoja-aikaa.

HC-sillan kaiuttimen kanssa vuorotellen sarjassa olevat kondensaattorit aiheuttavat pienitaajuiselle signaalille isomman impedanssin kuin suurille taajuuksille. Tästä johtuu kuvasta 4.19 havaittava HC-sillan THD:n arvon kasvu pienillä taajuuksilla muihin pääteastetopologioihin verrattuna. THD:ta HC-sillassa saadaan pienemmäksi pienillä taajuuksilla kun valitaan kapasitanssiltaan isommat sarjakondensaattorit.

Kuvassa 4.20 on esitetty THD sisääntulosignaali, siniaalto 4kHz, amplitudin funktiona.



Kuva 4.20 THD sisääntulosignaalin amplitudin funktiona 4 kHz sinisignaalilla ilman suoja-aikaa.

Kuvan 4.20 tuloksista huomataan, että sisääntulosignaalin amplitudin vaikutus lähtösignaalin THD:hen ei riipu siltatopologiasta. Kun signaalin amplitudi on liian pieni erottuakseen kohinasta, kasvaa THD huomattavasti. Tämä on nähtävissä kuvasta 4.20.

## 5 YHTEENVETO JA PROJEKTIN JATKONÄKYMÄT

Tässä kandidaatin työssä tutkittiin kolmea eri D-luokan audiovahvistimen pääteastetopologiaa. Topologiat eroavat toisistaan teknisen toteutukseltaan vain vähän. Tutkitut pääteastetopologiat ovat puolisilta, H-silta ja HC-silta. Puolisilta on topologioista yksinkertaisin toteuttaa, mutta sen huonoihin ominaisuuksiin kuuluu käyttöjännitteen huojunta ja kaiuttimelle näkyvä DC-taso, jonka poistaminen vaatii kompensointia. HC-sillassa ei ole puolisillassa ilmenevää DC-ongelmaa. H-sillalla saadaan puolisiltaan ja HC-siltaan verrattuna nelinkertainen teho kaiuttimelle samaa jännitelähdettä käyttäen.

Pääteastetopologioista esitettiin simulointitulokset lähtösignaalin käyrämuodoille sekä spektriestimaateille. Lisäksi esitettiin kokonaisharmoninen särö sisääntulosignaalin taajuuden ja amplitudin funktiona siniaallolle. Kokonaisharmoninen särö suoja-ajan funktiona esitettiin sekä siniaallolle, että kanttiaallolle. Siltatopologioista HC-silta osoittautui muita huonommaksi THD –analyysissä pienillä taajuuksilla.

Puolisilta ja HC-silta ovat H-siltaa yksinkertaisemmat toteuttaa ja vievät vähemmän pinta-alaa piirilevyllä, mutta H-silta erottuu edukseen muissa ominaisuuksissa. H-sillassa ei esiinny käyttöjännitteen huojuntaa eikä DC-tasoa kaiuttimella. HC-sillassa käyttöjännitteen huojunta on mahdollista, mutta DC-tason poistaa sarjassa olevat kondensaattorit. HC-sillan THD:ta pienillä taajuuksilla voidaan parantaa kasvattamalla kondensaattorien kapasitanssia suuremmaksi. Tämä kuitenkin kasvattaa kondensaattorien kokoa ja hintaa.

HC-silta on kätevä kytkentä, jolla saadaan kokosillan edut ilman puolisillan haittapuolia, tehotasoa lukuun ottamatta. Tarvitaan kuitenkin jatkotutkimuksia sen ominaisuuksista pienillä taajuuksilla. Lisäksi HC-sillan stabiilius voi muuttua dramaattisesti, kun käytetään epäideaalista jännitelähdettä. Tällöin käyttöjännitteen muutosten kompensointi voi olla tarpeen. Tämä monimutkaistaa suunnittelua ja aiheuttaa lisäkustannuksia.

Kitaravahvistimessa taajuuskaista ei ole yhtä leveä kuin koko äänialueen audiovahvistimessa. Näin ollen lähtösuotimen rajataajuus voitiin asettaa 10 kHz:iin, jolloin suotimen estokaistan vaimennus on parempi koko kytkentätaajuuden skaalalla. Simulaatioista havaittiin, että kytkentätaajuuden suodatus suunnitellulla suodattimella



toimi oikein. Lisäksi havaittiin, että HC-sillan suodin ei tarvitse erillistä suunnittelua. Samat komponenttien arvot käyvät myös siinä, vaikka sarjassa olevat kondensaattorit tekevät siitä kaistanpäästösuotimen.

Projektin kitaravahvistimessa tullaan tämän työn simulointitulosten perusteella käyttämään H-siltatopologiaa. Jatkotutkimuksiin tulee sisältymään hilaohjauksen suunnittelu ja hilaohjauksen osana toimivan FPGA:n koodien suunnittelu ja toteutus. Lisäksi pääteasteen kytkimien suojaksi on mitoitettava sopivat jäähdytyslevyt. Pääteaste rakennetaan toimivaksi kokonaisuudeksi  $\Sigma\Delta$ -modulaattorin kanssa. Modulaattoriin liittyvä tutkimus on esitelty Janne Hannosen työssä D-luokan audiovahvistimen modulointimenetelmien vertailu ja valinta.

**LÄHTEET**

- (Ferroxcube) Ferroxcube, A Yageo Company, Application Note, *Class D audio amplifier with Ferroxcube gapped toroid output filter* [verkkodokumentti] [viitattu 26.6.2009] Saatavissa: <http://www.ferroxcube.com/appl/info/class%20D%20audio%20amplifier.pdf>
- (Hannonen, 2009) Hannonen, J. 2009, D-luokan audiovahvistimen modulointimenetelmien vertailu ja valinta
- (Honda, 2005) Honda, J. Adams, J. International Rectifier Application Note AN-1071, 2005. *Class D Amplifier Basics*, [verkkodokumentti] [viitattu 4.7.2009] Saatavissa: <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1071.pdf>
- (Leach, 2001) W. Marshall Leach, Jr. Kendall/Hunt, 2001. From the book *Introduction to Electroacoustics and Audio Amplifier Design, Second Edition – Revised Printing*, [verkkodokumentti], [viitattu 1.8.2009] Saatavissa: <http://web.mit.edu/tshen2/Public/ClassD2.pdf>
- (Maxim, 2007) Maxim, Application Note AN-3977, 2007. *Class D Amplifiers: Fundamentals of Operation and Recent Developments*, [verkkodokumentti] [viitattu 3.11.2009] Saatavissa: [http://www.maxim-ic.com/appnotes.cfm/an\\_pk/3977](http://www.maxim-ic.com/appnotes.cfm/an_pk/3977)
- (Moreno, 2005) Moreno, S. S. (ColdAmp). Elliot, R. (ESP), June 2005. *Class D Audio Amplifiers – Theory and Design*. [verkkodokumentti] [viitattu 15.6.2009] Saatavilla: <http://sound.westhost.com/articles/pwm> (26.8.2009)

(Pyrhönen, 2009)

Pyrhönen, J. Huppunen, J. Kuisma, M. Laurila, L. 2009,  
*TEHOELEKTRONIIKAN KOMPONENTIT*, opetusmoniste