

LAPPEENRANNAN TEKNILLINEN YLIOPISTO

Teknillinen tiedekunta

Sähkötekniikan koulutusohjelma

*Heikki Järvisalo*

**KAKSISUUNTAISEN**

**DC/DC-HAKKURIN**

**VIRTASÄÄTÖ**

**POLTTOKENNOSOVELLUKSESSA**

Työn tarkastajat:      Professori Pertti Silventoinen

   TkT Vesa Väisänen

Työn ohjaaja:              TkT Vesa Väisänen

## TIIVISTELMÄ

Lappeenrannan teknillinen yliopisto  
Teknillinen tiedekunta  
Sähkötekniikan koulutusohjelma

Heikki Järvisalo

### **Kaksisuuntaisen DC/DC-hakkurin virtasäätö polttokennosovelluksessa**

Diplomityö

2013

79 sivua, 43 kuvaa, 1 taulukko ja 5 liitettä

Tarkastajat: Professori Pertti Silventoinen  
Tkt Vesa Väisänen

Hakusanat: hakkuri, keskiarvovirtasäätö, tilayhtälökeskiarvostus, topologia

Ilmastonmuutos ja fossiilisten polttoaineiden ehtyminen ovat edesauttaneet uusiutuvien energialähteiden tutkimusta huomattavasti. Lisäksi alati kasvava sähköenergian tarve lisää hajautetun sähköntuotannon ja vaihtoehtoisten energialähteiden kiinnostavuutta. Yleisimpiä hajautetun sähköntuotannon energialähteitä ovat tuulivoima, aurinkovoima ja uutena tulokkaana polttokennot.

Polttokennon kytkeminen sähköverkkoon vaatii tehoelektroniikkaa, ja yleensä yksinkertaisessa polttokennosovelluksessa polttokenno kytketään galvaanisesti erottavan yksisuuntaisen DC/DC-hakkurin ja vaihtosuuntaajan kanssa sarjaan. Polttokennon rinnalla voidaan käyttää akkua tasaamaan polttokennon syöttämää jännitettä, jolloin akun ja polttokennon väliin tarvitaan kaksisuuntainen DC/DC-hakkuri, joka pystyy siirtämään energiaa molempiin suuntiin.

Tässä diplomityössä on esitetty kaksisuuntaisen DC/DC-hakkurin tilayhtälökeskiarvoistusmenetelmään perustuva malli sekä mallin perusteella toteutettu virtasäätö. Tutkittava hakkuritopologia on kokosilta-tyyppinen boost-hakkuri, ja säätömenetelmä keskiarvovirtasäätö.

Työn tuloksena syntyi tilayhtälömalli kaksisuuntaiselle FB boost -hakkurille sekä sen tulokelan virran säätämiseen soveltuva säädin. Säädin toimii normaalitilanteissa hyvin, mutta erikoistilanteissa, kuten hakkurin tulojännitteen äkillisessä muutostilanteessa, vaadittaisiin tehokkaampi säädin, jolla saavutettaisiin nopeampi nousuaika ilman ylitystä ja oskillointia.

## **ABSTRACT**

Lappeenranta University of Technology  
LUT School of Technology  
Degree Programme in Electrical Engineering

Heikki Järvisalo

### **Current control of a bidirectional DC/DC -converter in a fuel cell application**

Master's Thesis

2013

79 pages, 43 figures, 1 table and 5 appendices

Examiners: Professor Pertti Silventoinen  
Dr. Vesa Väisänen

Keywords: converter, average current control, state-space averaging, topology

The climate change and exhaustion of fossil energy sources have significantly boosted the research on renewable energy sources. Further, the increasing demand for electric energy raises the interest in distributed generation and alternative power sources. The most common sources for distributed generation are wind power, solar cells and fuel cells as a new entrant in the market.

To connect a fuel cell to the electric grid, power electronics is needed. In a simple fuel cell application, the fuel cell is typically connected in series with a galvanically isolated DC/DC -converter and a grid converter. A battery can be used in parallel with the fuel cell to smooth the output voltage of the fuel cell. In this case, there is a need for a bidirectional DC/DC -converter between the fuel cell and the battery that can transfer energy in both directions.

In this Master's thesis, a state-space -averaged model of a bidirectional DC/DC -converter and a current control implemented according to the model are presented. The converter topology under study is a full-bridge boost-converter, and the control principle applied is an average current control.

In this thesis, a state-space model of a bidirectional FB boost converter and a controller capable of controlling the input inductor current of the converter was implemented. The controller works well in normal situations, but in special cases, such as in a sudden change in the converters input voltage, there is a need for a more powerful controller that would achieve a faster rise time without overshoot and oscillations.

## **ALKUSANAT**

Tämä diplomityö on tehty Lappeenrannan teknillisen yliopiston sähkötekniikan osaston polttokennohankkeeseen. Haluan kiittää Pertti Silventoista ja Vesa Väisästä erittäin mielenkiintoisesta aiheesta, ja työhuoneemme väkeä viihtyisästä työilmapiiristä.

Erityisesti haluan kiittää Vesa Väisästä prototyypin ja mittausjärjestelmän analogisen osan suunnittelusta ja toteutuksesta, sekä hakkurin simulaatiomallin luomisesta. Lisäksi erityiskiitokset kuuluvat Janne Hannoselle, Jari Honkaselle ja Juha Strömille, joiden antamien koodien ansiosta prototyypin säädön toteutus oli tämän diplomityön puitteissa mahdollista.

Lämpimät kiitokset opiskelutovereilleni loistavista hetkistä opiskelujen ohessa, ja vanhemmilleni heidän antamastaan tuesta ja kannustuksesta koko opiskelujen ajalta.

Lopuksi haluan kauneimmin kiittää rakasta tyttöystävääni Nitaa tuesta ja ymmärryksestä tämän projektin, ja koko opiskelujeni ajalta.

Lappeenrannassa 12.6.2013

Heikki Järvisalo

# SISÄLLYSLUETTELO

<b>1. Johdanto .....</b>	<b>9</b>
1.1 Työn tavoite ja rajausta.....	10
<b>2. Kaksisuuntaiset tasavirtahakkurit ja niiden käyttökohteet .....</b>	<b>11</b>
2.1 CLLC-resonanssipiirillinen DAB-topologia.....	11
2.2 6 kW DAB-topologia.....	12
2.3 2 kW DAB-topologia.....	14
2.4 Suojauspiirillinen kokosiltaboost-topologia .....	15
2.5 Kahdesta puolisillasta koostuva topologia.....	16
2.6 Puolisillasta ja push-pull-kytkennästä koostuva topologia.....	17
2.7 Julkaisujen vertailu .....	18
<b>3. Kokosiltaboost-tasavirtahakkuri.....</b>	<b>20</b>
3.1 Kaksisuuntaisen kokosiltaboost-topologian mallintaminen .....	22
3.1.1 Akun latausmoodi .....	22
3.1.2 Akun purkumoodi .....	27
3.2 Keskiarvostetut tilayhtälömallit.....	30
3.2.1 Latausmoodi.....	30
3.2.2 Purkumoodi.....	33
3.3 Keskiarvostetun tilayhtälömallin linearisointi .....	35
3.4 Linearisoidun mallin verifiointi .....	37
3.5 Linearisoidun mallin approksimointi.....	39
<b>4. Kaksisuuntaisen tasavirtahakkurin säätö .....</b>	<b>42</b>
4.1 Keskiarvovirtasäädön toteutus .....	43
4.2 Suodatuksen valinta .....	44
4.3 Säätimen valinta.....	46
4.4 Kvantisoinnin vaikutus ja näytteistysaikojen valinta.....	48

<b>5. Sädön toiminta akuston kanssa .....</b>	<b>51</b>
5.1 Rajavärähtely .....	52
5.2 Askelvaste .....	54
5.3 Polttokennon jännitteen muutoksen vaikutus latausmoodissa.....	56
5.4 Kuormaimpedanssin muutoksen vaikutus purkumoodissa.....	57
<b>6. Sädön toiminta resistiivisellä kuormalla.....</b>	<b>58</b>
6.1 Rajavärähtely .....	60
6.2 Askelvaste .....	62
6.3 Hyötysuhde .....	64
<b>7. Johtopäätökset .....</b>	<b>65</b>
7.1 FB boost –topologian mallintaminen.....	65
7.2 Sädön suunnittelu .....	65
7.3 Sädön simulointi ja prototyypimittaukset .....	65
<b>8. Yhteenveto .....</b>	<b>67</b>

## **LIITTEET**

LIITE 1 Latausmoodin tilayhtälöt eri toimintatiloissa

LIITE 2 Purkumoodin tilayhtälöt eri toimintatiloissa

LIITE 3 Hakkurimallien komponenttien arvot

LIITE 4 Käytetty Simulink-simulaatiomalli

LIITE 5 Prototyypimittauksissa käytetty kalusto

## KÄYTETYT MERKINNÄT JA LYHENTEET

### Merkinnät

$C$	Kondensaattori, kapasitanssi
$D$	Pulssisuhde
$N$	Muuntajan käämikierrosten lukumäärä
$L$	Kela, induktanssi
$P$	Teho
$U$	Jännite
$\delta$	Vaihe-ero radiaaneissa
$\omega$	Kytkeäntaajuus radiaaneissa

### Alaindeksit

batt	Akusto
c	Säädin
$C_i$	Ensiön kondensaattori
$C_o$	Toision kondensaattori
dc	DC/DC-hakkuri
FB	FB boost –hakkuri
FC	Polttokenno
$L$	Tulokela
load	Kuorma
m	Modulaattori
p	Napa
pri	Ensiö
sec	Toisio
sv	Singulaariarvo
sw	Kytkin
z	Nolla

### Yläindeksit

$H$	Matriisin kompleksikonjugaatin transpoosi
$T$	Matriisin transpoosi

**Lyhenteet**

ACC	Keskiarvovirtasäätö, Average Current Control
CC	Varaussäätö, Charge Control
CCM	Jatkuvan johtamisen tila, Continuous Conduction Mode
CHP	Sähkön ja lämmön yhteistuotanto, Combined Heat and Power
DAB	Kaksi aktiivista siltaa sisältävä hakkuri, Dual Active Bridge converter
DSP	Digitaalinen signaaliprosessori, Digital Signal Processor
DCM	Epäjatkuvan johtamisen tila, Discontinuous Conduction Mode
FB boost	Kokosiltaboost-tasavirtahakkuri, Full-Bridge boost converter
FPGA	Uudelleenohjelmitava logiikkapiiri, Field-Programmable Gate Array
EMI	Sähkömagneettinen häiriö, Electromagnetic Interference
IGBT	Hilaeristetty bipolaaritransistori, Insulated Gate Bipolar Transistor
JTAG	Sarjaliikenneportti, Joint Test Action Group
LSB	Vähiten merkitsevä bitti, Least Significant Bit
MOSFET	Metallioksidikanavatransistori, Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
PCC	Huippuvirtasäätö, Peak Current Control
PSM	Vaihesiirtomodulaatio, Phase-Shift Modulation
PWM	Pulssinleveysmodulaatio, Pulse-Width Modulation
SOFC	Kiinteäoksidipolttokenno, Solid Oxide Fuel Cell
SSA	Tilayhtälökeskiarvostus, State-Space Averaging
SR	Synkroninen tasasuuntaus, Synchronous Rectification
TCM	Kolmiovirtamodulaatio, Triangular Current Modulation
UPS	Keskeytymätön teholähde, Uninterruptible Power Supply
ZCS	Nollavirtakytkentä, Zero Current Switching
ZVS	Nollajännitekytkentä, Zero Voltage Switching

## 1. JOHDANTO

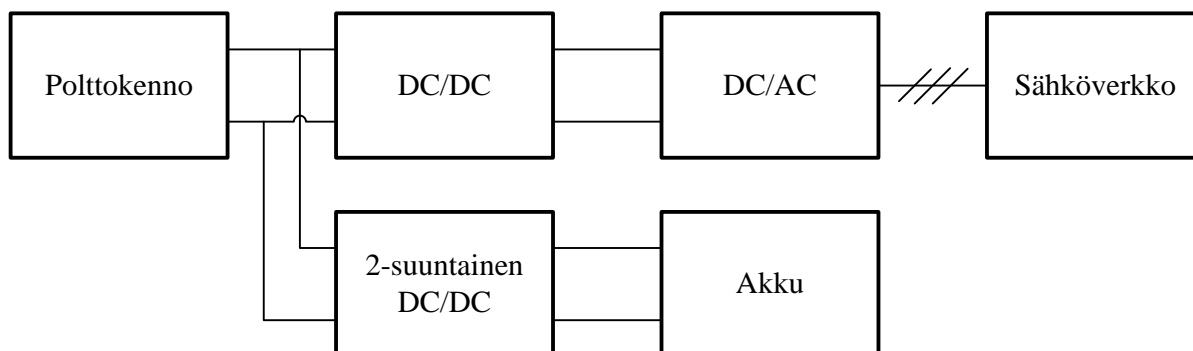
Ilmastonmuutos ja fossiilisten polttoaineiden ehtyminen ovat edesauttaneet uusiutuvien energialähteiden tutkimusta huomattavasti. Lisäksi alati kasvava sähköenergian tarve lisää hajautetun sähköntuotannon ja vaihtoehtoisten energialähteiden kiinnostavuutta. Yleisimpiä hajautetun sähköntuotannon energialähteitä ovat tuulivoima, aurinkovoima ja uutena tulokkaana polttokennot.

Kaikissa energianmuuntoprosesseissa hyötysuhde on aina merkittävässä roolissa. Tehoelektroniikassa huono hyötysuhde tarkoittaa suurempia komponenttien lämpöhäviöitä ja täten kasvanutta jäähdytyksen tarvetta. Kasvanut jäähdytyksen tarve tarkoittaa paremman, ja mahdollisesti kalliimman, jäähdytys-elementin hankintaa komponenttien suojaksi. Hyötysuhteen maksimointi on siis merkittävässä roolissa sekä energiatehokkuuden että taloudellisuuden näkökulmasta. Systeemin koon kasvaessa yksittäisen laitteen hyötysuhde korostuu entisestään, sillä systeemin kokonaisyötysuhde koostuu osakokonaisuuksien hyötysuhteista.

Vertailtaessa polttokennoa polttomoottoriin tai kaasuturbiiniin, polttokennon etuna on korkeampi hyötysuhde. Kiinteäoksidipolttokennon (SOFC) sähköinen hyötysuhde on jopa 60 % (Oates, et al., 2002) ja CHP-järjestelmään yhdistettynä kokonaisyötysuhde voi olla jopa 80 % (LeSage, 2001). Polttokenno ei kuitenkaan ole täydellinen tasajännitelähde, vaan sen tuottama jännite on reguloimatonta ja yleensä liian matalatasoista käytettäväksi sellaisenaan. Tämän lisäksi kuorman virralla on merkittävä vaikutus polttokennon lähtöjännitteeseen. (Riipinen, et al., 2008)

Polttokennon jännitteen luonteen takia polttokennosovellukseen tarvitaan tehoelektroniikkaa, jotta polttokennoa voidaan hyödyntää sähköntuotannossa. Yksinkertaisessa polttokennosovelluksessa, kuva 1.1, polttokennon tuottaman jännitteen jännitetasoa, yleensä 35...100 V (Väisänen, et al., 2010), nostetaan DC/DC-hakkurilla DC/AC-hakkurille sopivammaksi, 400 V/50 Hz kolmivaiheverkossa noin 700 V (Sarén, 2005). DC/AC-hakkurin avulla muunnetaan tasajännite vaihtojännitteeksi joka voidaan syöttää sähköverkkoon. Polttokennon rinnalla voidaan käyttää akkua tasaamaan

polttokennon syöttämää jännitettä, jolloin akun ja polttokennon väliin tarvitaan DC/DC-hakkuri, joka pystyy siirtämään energiaa sekä akkuun päin että akusta poispäin.



Kuva 1.1. Yksinkertainen polttokennosovellus, jossa käytetään akkuja polttokennon rinnalla.

## 1.1 Työn tavoite ja rajaus

Tämän diplomityön tavoitteena on mallintaa galvaanisesti erotettu kaksisuuntainen DC/DC-hakkuri ja toteuttaa siihen soveltuva säätö. Hakkuritopologiaksi valitaan kokosilta-tyyppinen boost-hakkuri (FB boost) ja säätömenetelmäksi keskiarvovirtasäätö (ACC). Lisäksi diplomityössä tarkastellaan, millaisissa sovelluksissa ja millä topologioilla kaksisuuntaisia tasavirtahakkureita on käytetty. Vaikka diplomityössä tutkitaan kaksisuuntaisen tasavirtahakkurin toimintaa akun ja polttokennon sovelluksessa, ei fokukseen kuulu polttokennojen tai akkujen tarkka mallintaminen eikä tutkiminen. Hakkurin toisiopuolen spesifikaatiot on valittu European Batteries:n akuston perusteella (European Batteries, 2012). Fokukseen ei myöskään kuulu hakkurin komponenttien tai muuntajan mitoittaminen.

Tutkimusmenetelminä käytetään simulointia (MATLAB/Simulink) ja mallien verifiointia prototyyppimittauksin. Keskeisimpiä tutkimuskysymyksiä ovat hakkurin toiminnan mallintaminen molemmissa tehonkulun suunnissa sekä hakkurin säädön suunnittelu ja toteuttaminen. Lisäksi tarkastellaan säädetyn hakkurin hyötysuhdetta.

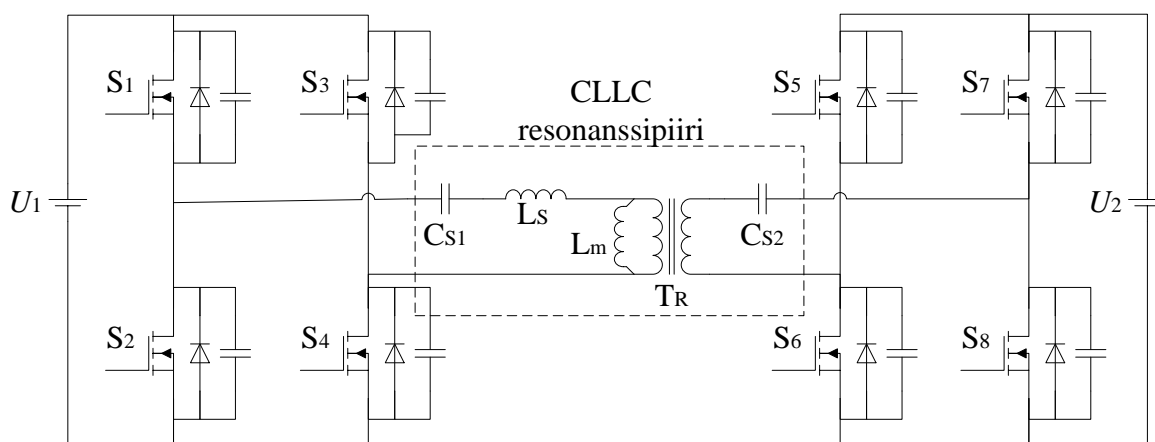
## 2. KAKSISUUNTAISET TASAVIRTAHAKKURIT JA NIIDEN KÄYTTÖKOHTEET

Tarkastellaan seuraavaksi, millaisia kaksisuuntaisia tasavirtahakkureita lehtijulkaisuissa on esitetty. Julkaisuja etsitään IEEE-tietokannasta ja niiden etsinnässä käytetään seuraavanlaisia kriteerejä: topologia on galvaanisesti erotettu, käyttökohde on esitelty, hakkurin ohjausmenetelmä on esitelty sekä prototyypin hyötysuhde on esitelty. Lisäksi rajataan kolmituloiset topologiat, muun muassa (Ouyang, et al., 2011), (Wu, et al., 2012) ja (Zhang, et al., 2012), tarkastelun ulkopuolelle. Kyseiset kriteerit ja rajaukset on valittu, koska diplomityön aiheena, ja täten kiinnostuksen kohteena, on kaksituloinen, kaksisuuntainen galvaanisesti erotettu tasavirtahakkuri.

Esitellään lyhyesti jokaisen valitun julkaisun hakkurin käyttökohde, topologia, ohjausmenetelmä, julkaisussa mainitut edut ja haitat sekä prototyypin minimi- ja maksimihyötysuhteet. Lopuksi vertaillaan eri julkaisuissa esitettyjä hyötysuhteita keskenään.

### 2.1 CLLC-resonanssiipiirillinen DAB-topologia

500 W:n UPS-sovellukseen toteutettu prototyyppi on esitetty julkaisussa (Chen, et al., 2010). Topologiana on käytetty kahta aktiivista kokosiltaa hyödyntävää tasavirtahakkuria (DAB), johon on lisätty CLLC-resonanssiipiiri, kuva 2.1.



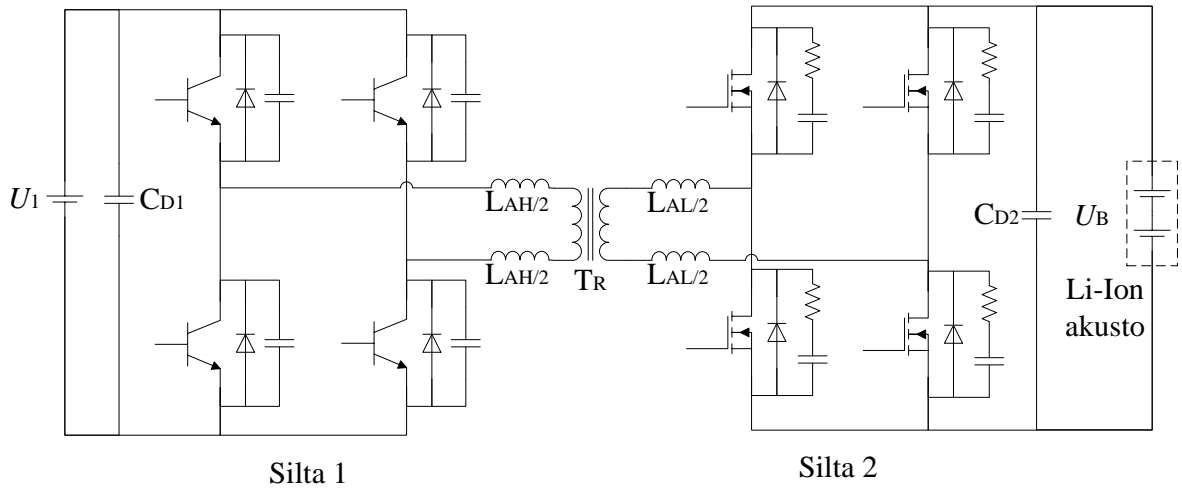
Kuva 2.1. Kaksisuuntainen DAB-topologia, jossa muuntajan ympärille on toteutettu CLLC-resonanssiipiiri. (Chen, et al., 2010)

Tehonkulkua molempiin suuntiin ohjataan muuttuvataajuusmodulaatiolla (FM) resonanssin yläpuolella. Toimittaessa akun latausmoodissa ensiön diagonaalisia kytkinpareja ohjataan 50 % pulssisuhteella, ja parien välillä on  $180^\circ$  vaihe-ero. Toision kytkimiä ohjataan synkronisessa tasasuuntaus-moodissa (SR). Synkronisessa tasasuuntauksessa tasasuuntaava diodi korvataan MOSFET:lla, joka kytketään johtavaksi, kun vastaava diodi alkaisi johtaa. Synkronisen tasasuuntauksen käytöllä saadaan vähennettyä tasasuuntauksen johtamishäviöitä (Liang, et al., 1995). Vastaavasti purkumoodissa toimittaessa ensiön kytkimiä ohjataan SR-moodissa ja toision kytkimiä 50 % pulssisuhteella ja  $180^\circ$  vaihe-erolla. Topologialla on laaja tuloalue (ensiössä 200...400 V, toisiossa 24...48 V), aktiiviset kytkimet toimivat nollajännitekytkennällä, ZVS, ja tasasuuntauksessa käytetyt kytkimen nollavirtakytkennällä, ZCS, molempiin tehonkulun suuntiin. Julkaisun mukaan tämä ZVS+ZCS-ominaisuus saavutetaan käyttämällä kytkiminä MOSFET:jä, jolloin kytkentähäviöt saadaan minimoitua ja topologia voidaan toteuttaa ilman suojauspiirejä.

Purkumoodissa hakkurin minimihyötysuhde on noin 85 % (tulojännite 200 V, kuormavirta 2 A) ja maksimihyötysuhde noin 96 % (tulojännite 400 V, kuormavirta 6 A). Vastaavasti latausmoodissa minimihyötysuhde on noin 82 % (tulojännite 24 V, kuormavirta 0,2 A) ja maksimihyötysuhde noin 96 % (tulojännite 48 V, kuormavirta 0,8 A).

## 2.2 6 kW DAB-topologia

Julkaisussa (Tan, et al., 2012) on esitetty 6 kW:n prototyyppi Li-Ion akuston lataus- ja purkujärjestelmäksi. Akuston nimellisjännite on 53,2 V ja kapasiteetti 40 Ah. Käytetty topologia on DAB, jossa muuntajalla on apukelat  $L_{AH}$  ja  $L_{AL}$ , kuva 2.2.



Kuva 2.2. Kaksisuuntainen DAB-topologia, jossa sillassa 1 kytkiminä käytetään IGBT:ita ja sillassa 2 MOSFET:ita. (Tan, et al., 2012)

Hakkuria ohjataan vaihesiirtomodulaatiolla (PSM), jossa molempien siltojen pulssisuhde on 50 %. Vaihesiirtomodulaatiota käytettäessä siirrettävä teho ja sen suunta määräytyy hakkurin ensiö- ja toisiojännitteen sekä niiden välisen vaihe-eron avulla,

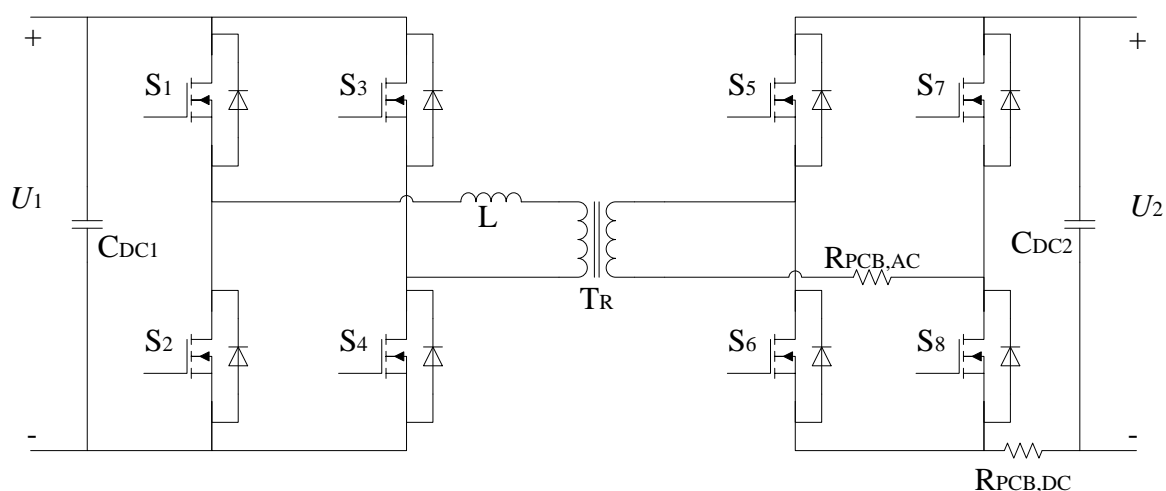
$$P_D = \frac{U_1 U_B N}{\omega L} \delta \left( 1 - \frac{|\delta|}{\pi} \right), \quad (2.1)$$

missä  $U_1$  on ensiöjännite,  $U_B$  toisiojännite,  $N$  muuntajan käämikierrosten lukumäärä,  $\omega$  kytkentätaajuus radiaaneissa,  $L$  muuntajan hajainduktanssin ja apukelojen  $L_{AH}$  ja  $L_{AL}$  summa sekä  $\delta$  vaihe-ero radiaaneissa. Akustoa ladattaessa, eli buck-moodissa, ensiöjännite  $V_1$  on toisiojännitteen  $V_B$  edellä, jolloin vaihe-ero  $\delta$  on positiivinen. Vastaavasti akustoa purettaessa, eli boost-moodissa, toisiojännite  $V_B$  on ensiöjännitteen  $V_1$  edellä, ja vaihe-ero  $\delta$  on negatiivinen. IGBT:ien rinnalla olevat kondensaattorit mahdollistavat ensiön kytkinten nolajännitekytkennän, ja samalla minimoivat kytkinten sammutuksesta aiheutuvat ylijännitteet. Lisäksi MOSFET:ien rinnalla olevat RC-snobberit vähentävät toision transistorien kytkentähäviöitä ja vaimentavat ylijännitteitä sekä niiden aiheuttamaa jännitteen soimista.

Ladattaessa akkua, minimihyötysuhde on noin 88 % (akun teho 500 W) ja maksimihyötysuhde 96,0 % (akun teho 1,6 kW). Sen sijaan purkumoodissa hyötysuhde on minimissään noin 91 % (akun teho 500 W) ja maksimissaan 96,9 % (akun teho 1,2 kW).

### 2.3 2 kW DAB-topologia

Autosovellukseen, polttokennon ja akun väliin, tarkoitettu prototyyppi on esitetty julkaisussa (Krismer & Kolar, 2012). Prototyypin nimellisteho on 2 kW, ensiöjännite 240...450 V ja toisiojännite 11...16 V. Käytetty topologia on DAB, kuva 2.3.



Kuva 2.3. Kaksisuuntainen DAB-topologia, jossa  $R_{PCB,AC}$  ja  $R_{PCB,DC}$  mallintavat piirilevyn johtamishäviöitä. (Krismer & Kolar, 2012)

Hakkuria ohjataan modifioidulla kolmiovirtamodulaatiolla (TCM), joka perustuu yhtälöön (2.1) sillä erotuksella, että TCM:ssä ensiön ja toision kokosiltojen pulssisuhdetta vaihdellaan. TCM:ssä on seuraavanlaiset reunaehdot

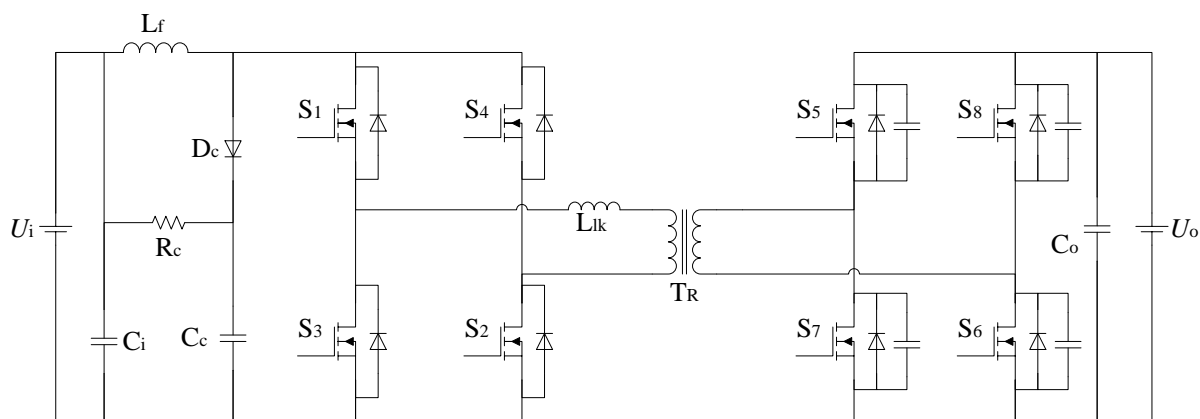
$$\begin{cases} 0 < D_1 \leq 0,5 \\ 0 < D_2 \leq 0,5, \\ -\pi < \delta < \pi \end{cases} \quad (2.2)$$

missä  $D_1$  on ensiön kokosillan jännitteen pulssisuhde ja  $D_2$  toision kokosillan jännitteen pulssisuhde. TCM:ssä ensiön ja toision pulssisuhdeita ohjataan siten, että muuntajan virta on kolmion muotoista. Modifioidun TCM:n avulla saadaan ensiön kytkimille nollijännitekytkentä ilman lisäpiirien tarvetta, toision kytkinten kytkemiset tapahtuvat pienellä virralla ja johtamishäviöt pienenevät. Julkaisussa on esitetty perinteisen vaihesiirtomodulaation huonoiksi puoliksi rajallinen toiminta-alue pehmeälle kytkemiselle sekä muuntajan virran suuret tehollisarvot, kun hakkuria käytetään laajalla tulo- tai lähtöjännitealueella.

Prototyypin hyötysuhdemittaukset on suoritettu ainoastaan akustoa ladattaessa. Minimihyötysuhteeksi on saatu noin 85 % (teho 250 W, ensiöjännite 450 V, toisiojännite 16 V) ja maksimihyötysuhteeksi noin 94 % (teho 2 kW, ensiöjännite 450 V, toisiojännite 16 V).

## 2.4 Suojauspiirillinen kokosiltaboost-topologia

Julkaisussa (Zhu, 2006) on esitetty 3 kW:n prototyyppi polttokennoa hyödyntävään sähköautosovellukseen. Prototyyppi toimii 8,5...15 V:n ensiöjännitteellä ja 250...420 V:n toisiojännitteellä. Topologiana on käytetty kokosiltaboostia, johon on ensiöön lisätty passiivinen snubber-piiri, kuva 2.4.



Kuva 2.4. Kaksisuuntainen kokosiltaboost-topologia, jossa passiivinen snubber-piiri. (Zhu, 2006)

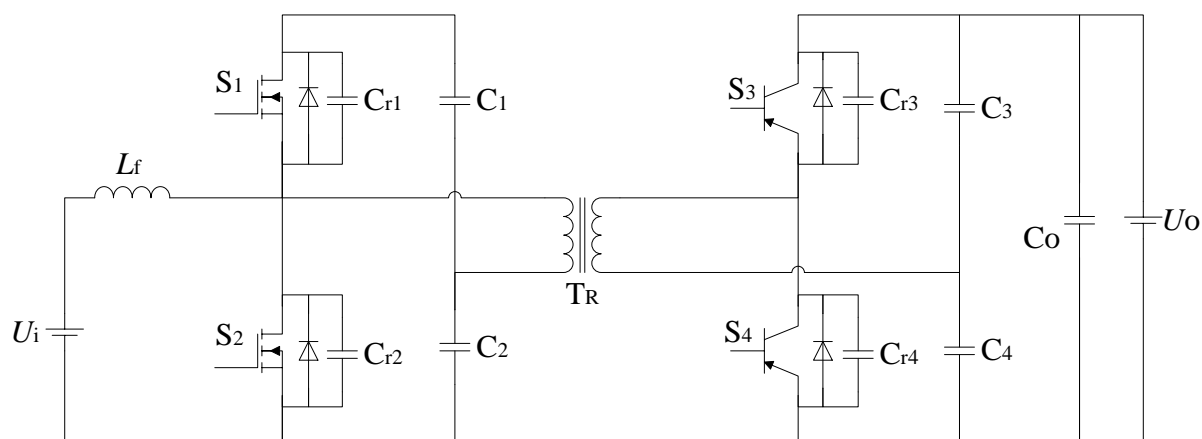
Boost-moodissa, eli tehon kulkiessa ensiöstä toisioon, ensiön kokosiltaa ohjataan periaatteella, jossa vuorotellen joko kaikki kytkimet tai yksi diagonaalinen kytkinpari johtavat. Toision kokosillassa käytetään pehmeää kommutointia (Zhu & Xu, 2005), jossa muuntajan virran kommutointia nopeutetaan oikosulkemalla muuntajan toisiota ensiön kytkinparien johtamisvuoron vaihtuessa. Vastaavasti buck-moodissa käytetään julkaisun (Sabate, et al., 1990) esittelemää ohjausmenetelmää, jossa hyödynnetään diagonaalisten kytkinparien kytkinten välistä vaihe-eroa. Käytettäessä pehmeää kommutointia, snubber-piiriin menevä energia on pienempi kuin aktiivisessa kommutoinnissa, joten voidaan käyttää passiivista snubberia. Lisäksi pehmeän kommutoinnin avulla toision kaikki kytkimet toimivat nolajännitekytkennällä. Buck- ja boost-moodien ohjausmenetelmien eroavaisuuden takia julkaisussa esitetty pehmeä kommutointi ei onnistu buck-moodissa. Tämän takia tarvitaan molemmille moodeille omat PWM-kontrollerinsa. Lisäksi moodin

vaihdon välille tarvitaan kymmenien millisekuntien tauko, jotta magneettisten komponenttien virrat ehtivät nolautua.

Prototyypin mittaukset on suoritettu vain boost-moodissa, jossa pehmeä kommutointi toimii. Minimihyötysuhde prototyypillä on noin 79 % (teho 600 W, tulojännite 11 V, lähtöjännite 420 V) ja maksimihyötysuhde 93 % (teho 1,2...2,1 kW, tulojännite 15 V, lähtöjännite 250 V).

## 2.5 Kahdesta puolisillasta koostuva topologia

Polttokennon ja akuston väliseen sovellukseen toteutettu 1,6 kW prototyyppi (ensiöjännite 12 V, toisiojännite 150...300 V) on esitetty julkaisussa (Peng, et al., 2004). Käytetty topologia koostuu kahdesta puolisillasta, niiden rinnalla olevista kondensaattoreista  $C_1...C_4$ , ensiön kelasta  $L_f$  sekä toisiojännitteestä  $C_o$ , kuva 2.5.



Kuva 2.5. Kaksisuuntainen puolisiltatopologia, jossa ensiön puolisillassa kytkiminä käytetään MOSFET:jä ja toisiojännitteessä IGBT:itä. (Peng, et al., 2004)

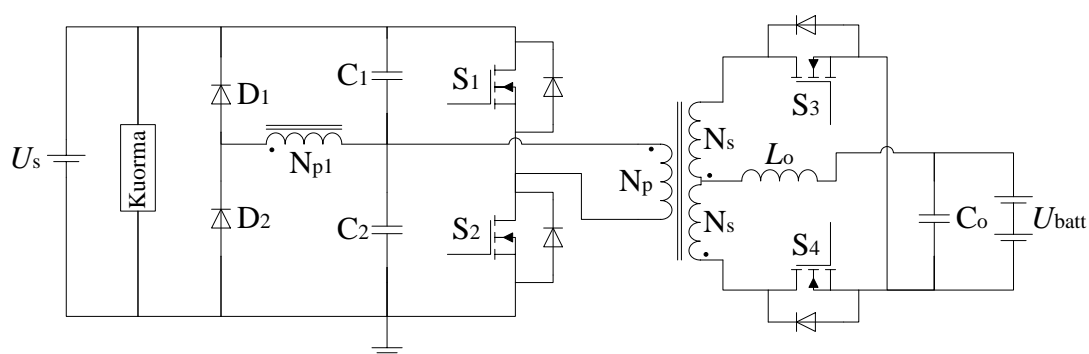
Hakkuria ohjataan yhtälöön (2.1) perustuvalla vaihesiirtomodulaatiolla (PSM). Puolisillan kytkinkomponenteilla on kokosiltaan verrattuna kaksinkertainen jänniterasitus, koska muuntajan ensiöjännite on kaksinkertainen tulojännitteeseen nähden. Tällöin muuntajan muuntosuhde on pienempi, joka tarkoittaa myös pienempiä käämihäviöitä. Tämä on julkaisun mukaan etu sähköauto/hybridisähköauto- ja polttokennosovelluksissa matalan jännitetasen (12 V) takia. Lisäksi kondensaattoreiden  $C_1...C_4$  on kestävä täyden kuorman virta. Julkaisun mukaan topologian muita etuja ovat muuntajan ensiövirran ja

ensiön kytkinten virtarasituksen minimointi puolisillan avulla, ensiön puolisillan tuottaman virran minimaalinen väre, nollajännitekytkentä molempiin tehonkulun suuntiin ilman lisäkomponentteja sekä kokosiltatopologioihin verrattuna pienempi komponenttien määrä. Julkaisun puolisiltatopologian muuntajan ensiövirran nimellisarvon mainitaan olevan sama kuin kokosiltatopologiassa, mutta julkaisussa ei oteta kantaa ensiökytkinten virtarasitukseen, jotka perinteisessä puolisiltatopologiassa ovat kaksinkertaiset kokosiltatopologiaan nähden.

Hyötysuhdemittaukset on suoritettu vain akustoa purettaessa. Minimihyötysuhde 88 % saavutetaan noin 300 W:n ja noin 1,5 kW:n teholla. Maksimihyötysuhde 92,5 % sen sijaan saavutetaan 1,42 kW:n teholla.

## 2.6 Puolisillasta ja push-pull-kytkennästä koostuva topologia

Julkaisussa (Jain, et al., 2000) on esitetty 100 W:n UPS-sovellukseen tarkoitettu akun lataus- ja purkujärjestelmä. Toteutetun prototyypin ensiöjännite on 300...400 V ja toision akuston nimellisjännite 48 V. Topologia koostuu ensiön jännitesyötetystä puolisillasta, toisiostaan keskipistekytketystä muuntajasta sekä toision virtasyötetystä push-pullista, kuva 2.6.



Kuva 2.6. Kaksisuuntainen topologia, joka koostuu ensiön puolisillasta ja toision push-pull-kytkennästä. (Jain, et al., 2000)

Kun toimitaan buck-moodissa, eli akustoa ladataan, ensiön kytkimiä ohjataan pulssisuhteella  $D < 0,5$  ja toision kytkinten nolladiodit toimivat tasasuuntaimina. Vastaavasti boost-moodissa, eli akustoa purettaessa, toision kytkimiä ohjataan pulssisuhteella  $D > 0,5$  ja ensiön kytkinten nolladiodit toimivat tasasuuntaimina. Käytettäessä puolisiltaa, muuntajan

ensiöön tarvitaan forward-hakkuriin verrattuna vähemmän käämikierroksia, joka pienentää hakkurin hintaa ja kokoa. Toision push-pull-kytkentä vähentää muuntajan magneettivuon epätasapainoa, ja täten mahdollistaa laajemman tulojännitealueen. Lisäksi toision kytkinten ollessa samaan aikaan johtavassa tilassa, kelan virran tasainen jakautuminen vähentää kytkinten läpi kulkevan virran keski- ja tehollisarvoja sekä muuntajan toisiovirran tehollisarvoa.

Prototyypin minimihyötysuhde akuston latausmoodissa, noin 64 %, saavutetaan noin 0,3 A latausvirralla (15 % täydestä kuormasta) ja maksimihyötysuhde, 86,6 %, 1,8 A latausvirralla (täysi kuorma). Vastaavasti akustoa purettaessa minimihyötysuhde, noin 86 %, saavutetaan 65 W:n kuormalla (25 % täydestä kuormasta) ja maksimihyötysuhde, 90,5 %, täydellä kuormalla (260 W).

## **2.7 Julkaisujen vertailu**

Neljässä kuudesta tarkastellusta julkaistusta topologiasta on käytetty kahta kokosiltaa, mutta julkaisuiden ohjausmenetelmät eroavat toisistaan jollakin tapaa. Yhdessä julkaisussa topologiana on käytetty kahta puolisoltaa, sekä yhdessä julkaisussa puolisoltaa ja push-pull-kytkentää. Vertaillaan lopuksi jokaisen julkaisun prototyyppien nimellistehoja, nimellisiä tulo- ja lähtöjännitteitä sekä mitattuja hyötysuhteita lataus- ja purkumoodissa, taulukko 2.1.

Taulukko 2.1. Valittujen julkaisujen prototyyppien nimellistehot ja hyötysuhteet eri toimintamooeissa.

Julkaisu	Prototyypin nimellisteho	Nimellinen tulojännite	Nimellinen lähtöjännite	Hyötysuhde akun latauksessa	Hyötysuhde akun purkamisessa
(Jain, et al., 2000)	100 W	300...400 V	48 V	~63...86,6 %	~86...90,5 %
(Chen, et al., 2010)	500 W	200...400 V	24...48 V	~85...~96 %	~82...~96 %
(Peng, et al., 2004)	1,6 kW	12 V	150...300 V	-	~88...92,5 %
(Krismer & Kolar, 2012)	2 kW	240...450 V	11...16 V	~85...~94 %	-
(Zhu, 2006)	3 kW	8,5...15 V	250...420 V	-	~79...93,0 %
(Tan, et al., 2012)	6 kW	305...355 V	50...59 V	~88...96,0 %	~91...96,9 %

Taulukosta nähdään, että jokaisessa julkaisussa saavutetaan vähintään toisessa moodissa yli 90 %:n maksimihyötysuhde. Suurimmat maksimihyötysuhteet saavutetaan julkaisuissa (Chen, et al., 2010) ja (Tan, et al., 2012), joissa molemmissa toimintamooeissa on vähintään 96 %:n maksimihyötysuhde. Vastaavasti pienin maksimihyötysuhde, 86,6 %, saavutetaan julkaisussa (Jain, et al., 2000).

Minimihyötysuhteet vaihtelevat laajalla alueella; paras minimihyötysuhde, ~91 %, on saavutettu julkaisussa (Tan, et al., 2012) ja vastaavasti huonoin minimihyötysuhde, ~63 %, julkaisussa (Jain, et al., 2000). Pääsääntöisesti kuitenkin saavutetaan yli 85 %:n minimihyötysuhde akkua purettaessa, pois lukien julkaisut (Chen, et al., 2010) ja (Zhu, 2006).

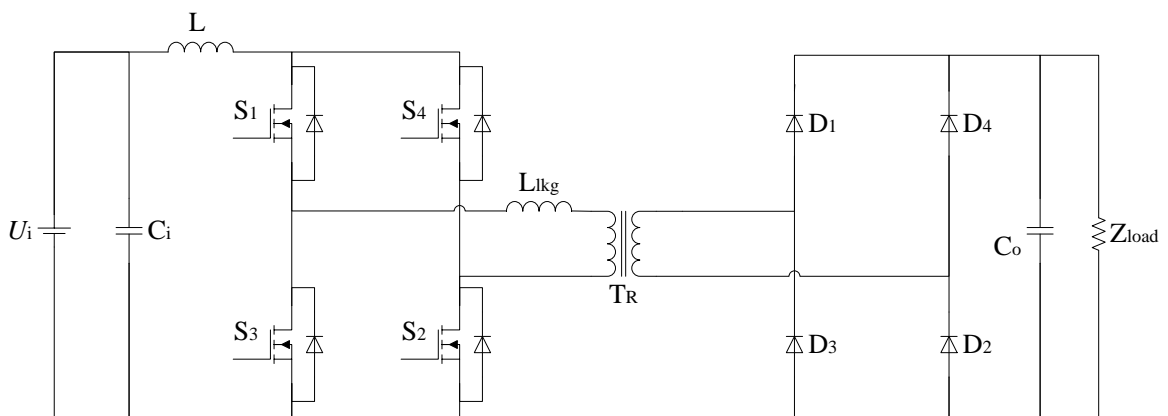
Parhaimmat minimi- ja maksimihyötysuhteet saavutetaan julkaisun (Tan, et al., 2012) kahta kokosiltaa hyödyntävällä topologiolla. Ohjauksessa hyödynnetään vaihesiirtomodulaatiota ja synkronista tasasuuntausta.

### 3. KOKOSILTABOOST-TASAVIRTAHAKKURI

Kokosiltaboost-topologiolla on melko yksinkertainen rakenne ja sillä on saavutettu yksisuuntaisessa toiminnassa jopa 98 %:n maksimihyötysuhde ja 96,8 %:n minimihyötysuhde (Nyman & Andersen, 2008), (Nyman & Andersen, 2010), (Nyman & Andersen, 2009). FB boostin kaksisuuntaisesta toiminnasta löytyy muutamia konferenssijulkaisuja, joissa hyödynnetään suojauspiirejä; (Wang, et al., 2000), (Wang, et al., 2000) ja (Wang, et al., 1998). Wangin julkaisuissa on boost-moodissa saavutettu maksimissaan noin 95 %:n hyötysuhde ja minimissään noin 87 %:n hyötysuhde. FB boostissa ei kuitenkaan tarvita suojauspiirejä, mikäli muuntajan hajainduktanssi minimoidaan (Nyman & Andersen, 2008). Valitaan diplomityössä tarkasteltavaksi kaksisuuntaiseksi topologiaksi suojauspiiritön FB boost sen yksinkertaisen rakenteen, hyvän hyötysuhdepotentiaalin ja uutuusarvon takia.

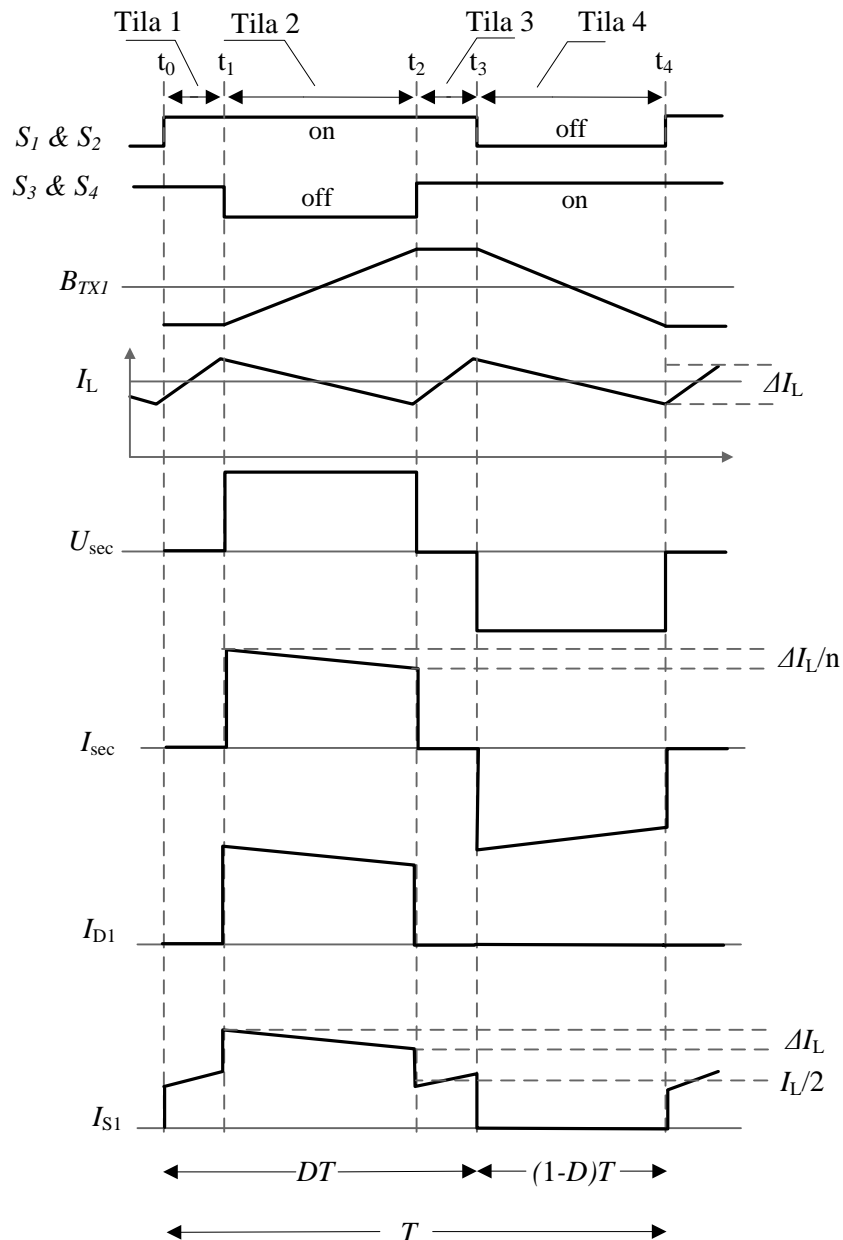
FB boost –topologian jännitetasot on määritelty silmälläpitäen polttokennon ja akuston yhteistoimintaa. Ensiöpuolen, polttokenno, avoimen piirin jännite on 300 V, nimellisjännite 240 V ja end-of-life jännite 180 V. Toisiopuolen, akusto, maksimilatausjännite on 58,4 V, nimellisjännite 51,2 V ja minimilatausjännite 40 V (European Batteries, 2012). Tällöin kaksisuuntaisen topologian nimellisteho on noin 1 kW.

Yksisuuntainen kokosiltaboost-topologia koostuu ensiön kytkinten muodostamasta kokosillasta, toision diodisillasta, tulokelasta sekä tulo- ja lähtökondensaattoreista, kuva 3.1. Tulokondensaattori ei kuitenkaan ole välttämätön, jos tulokela mitoitetaan pienelle tulovirran väreelle.



Kuva 3.1. Yksisuuntainen FB boost –topologia, jossa ei ole käytetty suojauspiirejä.

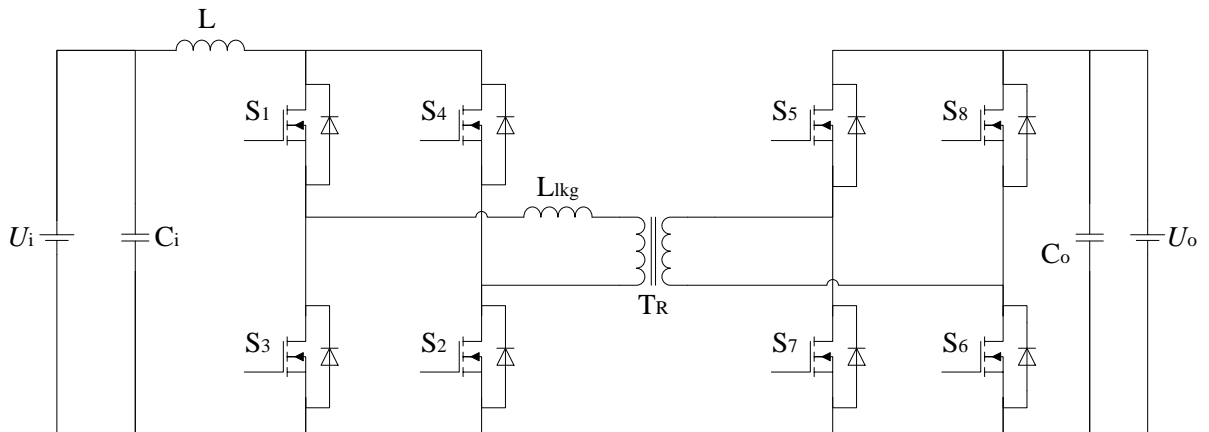
Yksisuuntaisen topologian hilasignaalit ja merkittävimmät virran ja jännitteen käyrämuodot on esitetty kuvassa 3.2. Hakkurin toimintatiloja ja niitä vastaavia differentiaaliyhtälöitä ei käsitellä yksisuuntaisessa tapauksessa, vaan tehdään mallintaminen kaksisuuntaisessa tapauksessa.



Kuva 3.2. Yksisuuntaisen FB boost -topologian hilasignaalit, muuntajan magneettivuo, tulokelan virta, toisiojännite ja -virta sekä yhden diodin ja kytkimen virrat.

### 3.1 Kaksisuuntaisen kokosiltaboost-topologian mallintaminen

FB boost –topologian saa muutettua kaksisuuntaiseen toimintaan kykeneväksi korvaamalla kuvan 3.1 mukaisen kytkennän diodisillan MOSFET:eista koostuvalla kokosillalla ja kuorman jännitelähteellä, kuva 3.3.

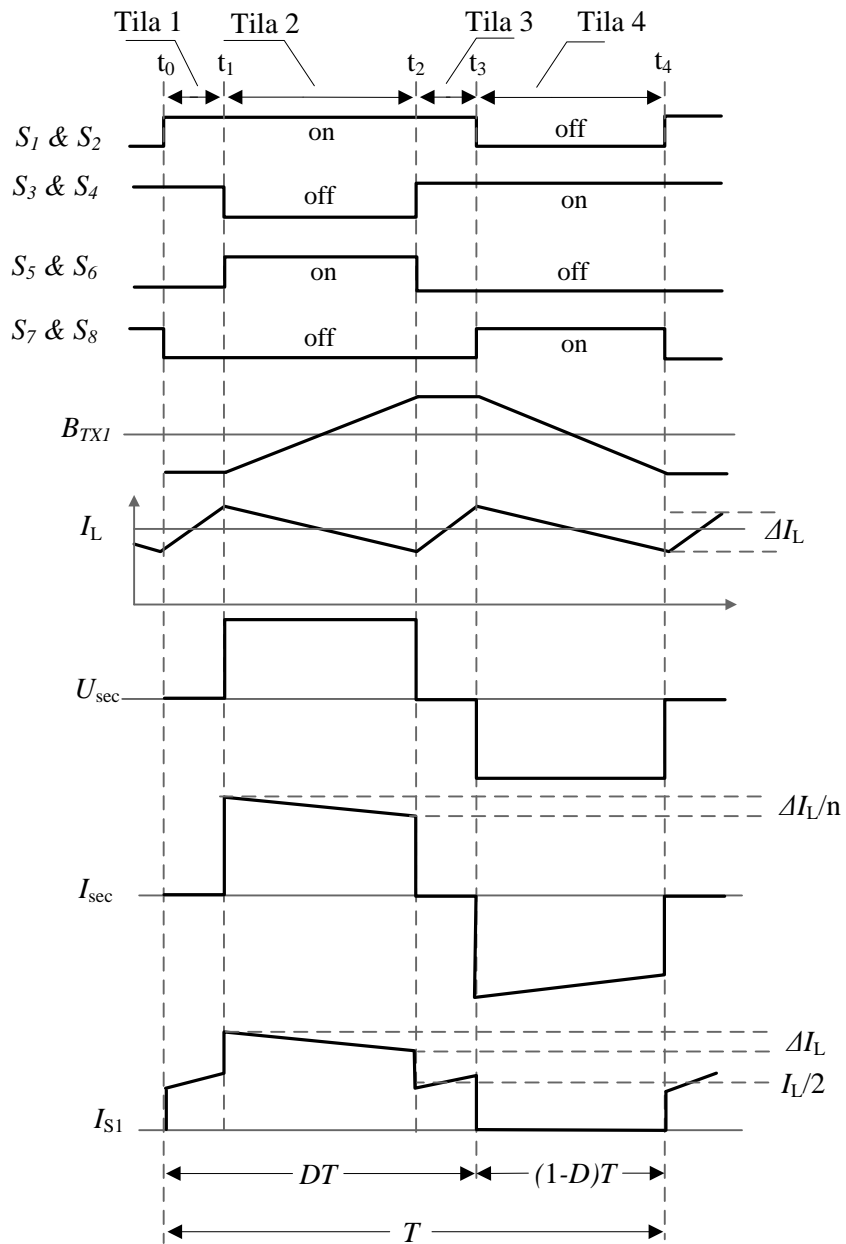


Kuva 3.3. Kaksisuuntainen FB boost –topologia, jossa MOSFET:ien nielu-lähdekapasitanseja ei ole merkitty.

Kahdesta kokosillasta koostuvat kaksisuuntaiset hakkurit mahdollistavat erilaisia ohjaus- ja tasasuuntausmahdollisuuksia. Joko molempia siltoja käytetään aktiivisesti tehonkulun suunnan määräämiseen (vaihesiirtomodulaatio, kolmiovirtamodulaatio) tai toista siltaa käytetään passiiviseen tai aktiiviseen tasasuuntaukseen (synkroninen tasasuuntaus). Tässä työssä ei kuitenkaan syvällisemmin tarkastella erilaisia ohjausmenetelmiä, vaan valitaan käytettäväksi akun latausmoodissa FB boost –topologian ohjausmenetelmä ja akun purkumoodissa jännitesyötetyn kokosiltahakkurin ohjausmenetelmä. Lisäksi tasasuuntaavassa sillassa käytetään synkronista tasasuuntausta. Mallinnuksessa tulokelan virta oletetaan jatkuvaksi (CCM). Tulokelan virta voidaan olettaa jatkuvaksi, koska kytkentätaajuus ja tulokela on valittu siten, ettei kelan virta katkea nimellisen toimintapisteen läheisyydessä. Tässä työssä hakkurin toimintaa ei mallinneta epäjatkevalla tulokelan virralla (DCM).

#### 3.1.1 Akun latausmoodi

Latausmoodissa käytetään ensiössä FB boost –topologian ohjausmenetelmää ja toisiossa synkronista tasasuuntausta. Hakkurin hilasignaalit ja merkittävimmät virran ja jännitteen käyrämuodot on esitetty kuvassa 3.4.

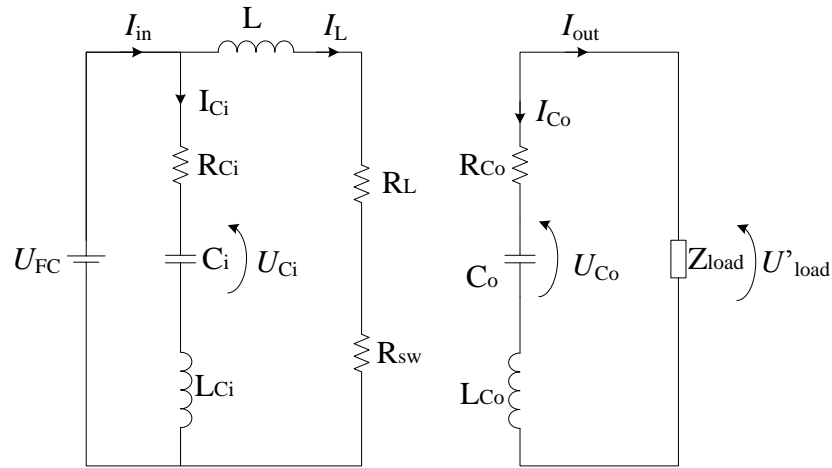


Kuva 3.4. Latausmoodin hilasignaalit, muuntajan magneettivuuo, tulokelan virta, muuntajan toisiojännite ja -virta sekä kytkimen  $S_1$  virta.

Hakkurin toiminta latausmoodissa voidaan jakaa yhden kytkentäjakson ajalla neljään toimintatilaan. Hakkuri voidaan mallintaa kunkin toimintatilan jännitteiden ja virtojen differentiaaliyhtälöiden perusteella. Kuvasta 3.4 nähdään, että hakkurin toimintatilat 1 & 3 ovat täysin identtisiä, ja tilat 2 & 4 ovat identtisiä sillä erotuksella, että kytkentähaarojen roolit vaihtuvat. Tarkastellaan seuraavaksi toimintatiloja ja niitä vastaavia differentiaaliyhtälöitä.

### Tilat 1 ja 3

Tiloissa 1 ja 3 ensiön kaikki kytkimet ovat johtavassa tilassa ja toision kytkimet johtamattomassa tilassa. Tällöin virta  $I_L$  kulkee tulokelan ja kytkinten läpi, eli muuntajan ensiossa kulkee vain pieni magnetointivirta. Lähtökondensaattori  $C_o$  syöttää kuormalle, tässä tapauksessa akusto, virtaa  $I_{out}$ . Lisäksi virta  $I_{Ci}$  lataa tulokondensaattoria. Tiloissa 1 ja 3 teho ei siirry ensiöstä toisioon, vaan päätarkoitus on ladata tulokelaa. Tiloja 1 ja 3 vastaava sijaiskytkentä on esitetty kuvassa 3.5.



Kuva 3.5. Latausmoodin ensimmäinen ja kolmas toimintatila.

Kuva 3.5 sijaiskytkennässä  $R_{sw}$  vastaa kytkinten johtamistilan resistansseja ja  $R_L$  tulokelan sarjaresistanssia. Lisäksi kondensaattoreiden sarjaresistanssit ja -induktanssit on huomioitu sijaiskytkennässä ja akusto ajatellaan impedanssiksi latausmoodissa. Sijaiskytkennästä saadaan muodostettua tiloja 1 ja 3 vastaava differentiaaliyhtälöryhmä

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} I_L = U_{FC} - (R_L + R_{sw}) I_L \\ L_{Ci} \frac{d}{dt} I_{Ci} = U_{FC} - R_{Ci} I_{Ci} - U_{Ci} \\ C_i \frac{d}{dt} U_{Ci} = I_{Ci} \\ L_{Co} \frac{d}{dt} I_{Co} = -R_{Co} I_{Co} - U'_{load} \\ C_o \frac{d}{dt} U'_{load} = -\frac{U'_{load}}{Z_{load}} \end{cases}, \quad (3.1)$$

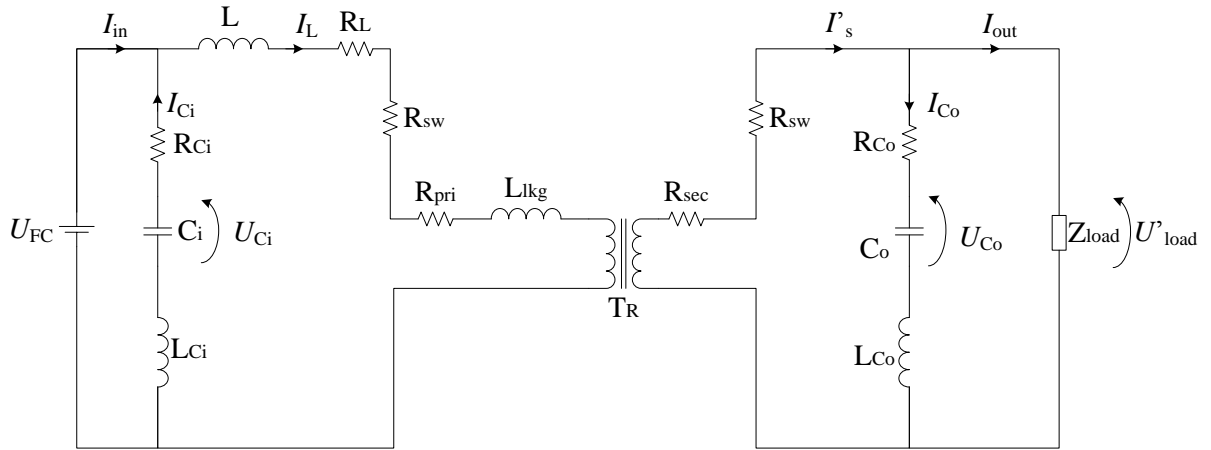
missä merkintä  $U'_{load}$  tarkoittaa ensiön redusoitua kuormajännitettä. Muuntajallisen piirin toisiojännitteen saa redusoitua ensiöpuolelle yhtälöllä

$$U'_{sec} = U_{sec} n, \quad (3.2)$$

missä  $n$  on muuntajan muuntosuhde.

### Tilat 2 ja 4

Tiloissa 2 ja 4 teho siirtyy ensiöstä toisioon. Tilassa 2 ensiön kytkimet  $S_1$  &  $S_2$  ja toision kytkimet  $S_5$  &  $S_6$  ovat johtavassa tilassa. Ensiössä virta  $I_L$  kulkee tulokelan, kytkinten  $S_1$  &  $S_2$  ja muuntajan ensiökäämitysten läpi ja virta  $I_{Ci}$  purkautuu tulokondensaattorista. Toisiovirta kulkee kytkinten  $S_5$  &  $S_6$  läpi, virta  $I_{Co}$  lataa lähtökondensaattoria ja virta  $I_{out}$  lataa akustoa. Tilan 2 sijaiskytkentä on esitetty kuvassa 3.6.

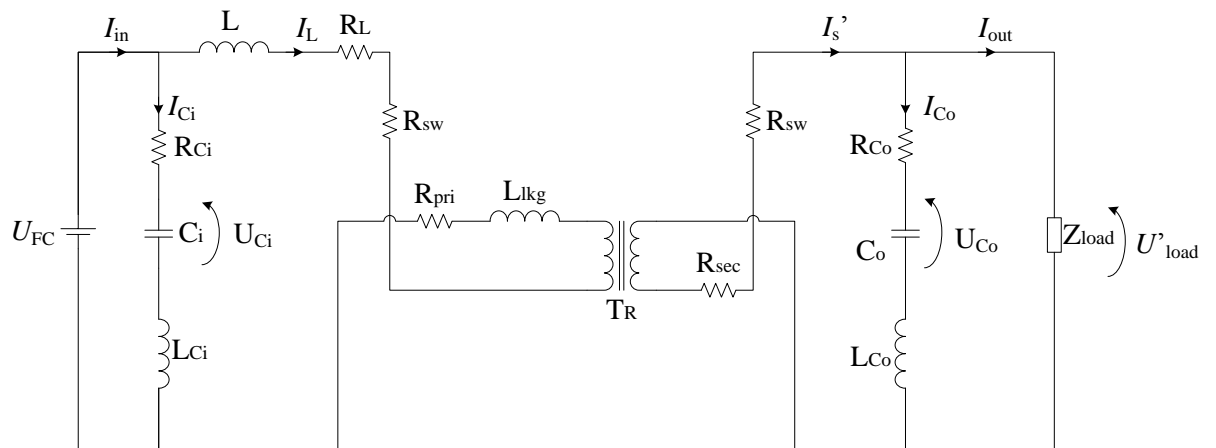


Kuva 3.6. Latausmodin toinen toimintatila.

Kuvassa  $R_{pri}$  on muuntajan ensiökäämitysten resistanssi ja vastaavasti  $R_{sec}$  toisiokäämitysten resistanssi. Tilaa 2 kuvaava differentiaaliyhtälöryhmä on

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} I_L = U_{FC} - (R_L + R_{sw} + R_{pri}) I_L - L_{lkg} \frac{d}{dt} I_L \\ -(R_{sec} + R_{sw}) I'_s - U'_{load} \\ L_{Ci} \frac{d}{dt} I_{Ci} = U_{FC} - R_{Ci} I_{Ci} - U_{Ci} \\ C_i \frac{d}{dt} U_{Ci} = -I_{Ci} \\ L_{Co} \frac{d}{dt} I_{Co} = (R_{sec} + R_{sw}) I'_s - U'_{load} \\ C_o \frac{d}{dt} U'_{load} = I'_s - \frac{U'_{load}}{Z_{load}} \end{cases} \quad (3.3)$$

Tilassa 4 kytkimet  $S_3$ ,  $S_4$ ,  $S_7$  ja  $S_8$  johtavat. Virta  $I_{Ci}$  purkautuu tulokondensaattorista ja virta  $I_L$  kulkee tulokelan, kytkinten  $S_3$  &  $S_4$  ja muuntajan ensiökäämitysten läpi. Ensiökäämitysten läpi kulkeva virta on tilaan 2 verrattuna vastakkaisuuntainen. Toisiovirta  $I_s$  kulkee kytkinten  $S_7$  &  $S_8$  läpi, virta  $I_{Co}$  lataa lähtökondensaattoria ja  $I_{out}$  lataa akustoa. Kuvassa 3.7 on esitetty neljännen toimintatilan sijaiskytkentä.

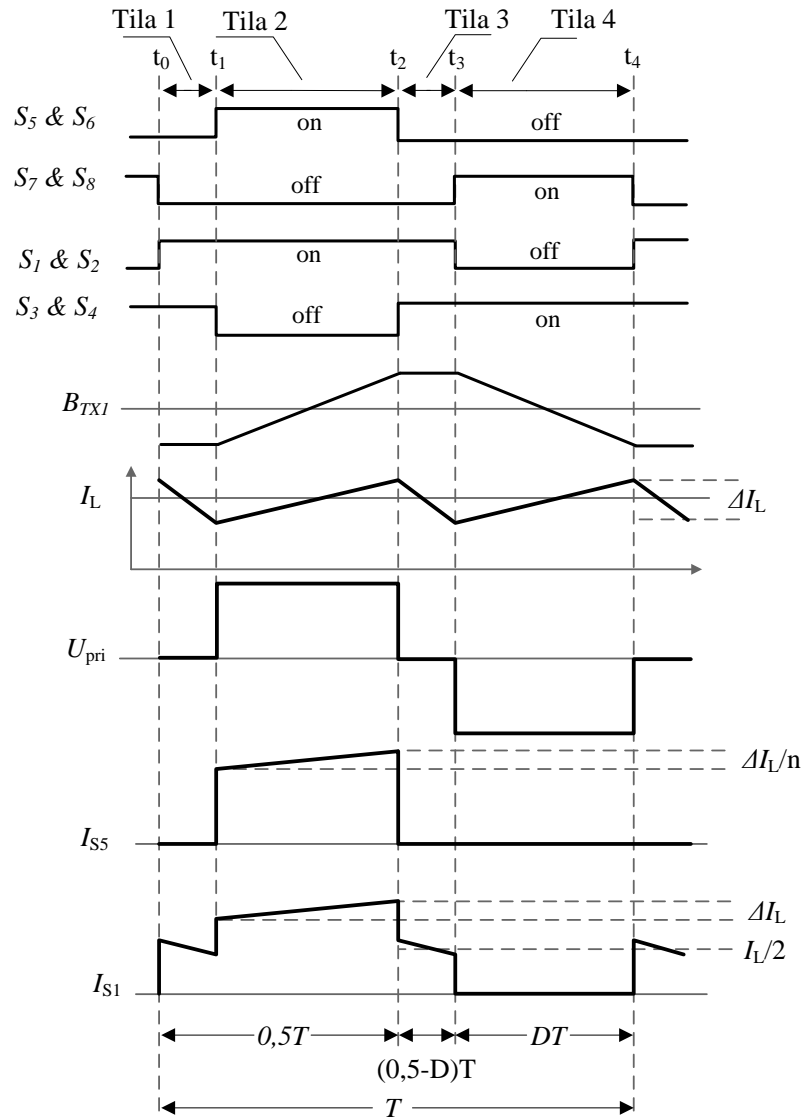


Kuva 3.7. Latausmodin neljäs toimintatila.

Kuten aiemmin,  $R_{\text{pri}}$  ja  $R_{\text{sec}}$  kuvaavat muuntajan käämitysten resistansseja. Differentiaaliyhtälöryhmä tilalle 4 on identtinen tilan 2, yhtälö, (3.3), kanssa.

### 3.1.2 Akun purkumoodi

Purkumoodissa käytetään toisiossa jännitesyötetyn kokosiltahakkurin ohjausmenetelmää ja ensiössä synkronista tasasuuntausta. Hakkurin hilasignaalit ja merkittävimmät virran ja jännitteen käyrämuodot on esitetty kuvassa 3.8.

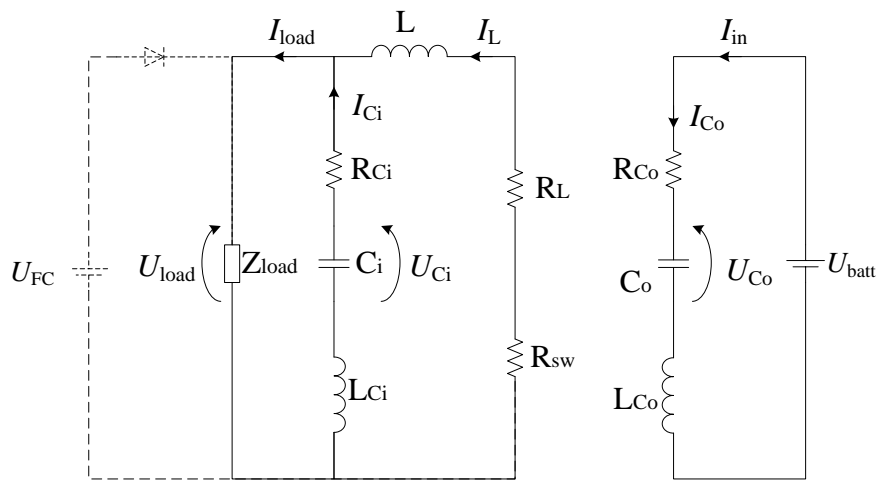


Kuva 3.8. Purkumoodin hilasignaalit, muuntajan magneettivuo, tulokelan virta, muuntajan ensiöjännite sekä kytkinten  $S_5$  ja  $S_1$  virrat.

Kuvista 3.4 ja 3.8 nähdään, että kytkinten hilasignaalit ovat samat molemmissa toimintamoodissa, joka johtuu synkronisesta tasasuuntauksesta. Kuten latausmoodissa, myös purkumoodin toiminta voidaan jakaa neljään toimintatilaan, joista tilat 1 & 3 sekä 2 & 4 ovat keskenään identtisiä sillä erotuksella, että kytkentähaarojen roolit vaihtuvat. Tarkastellaan seuraavaksi näitä toimintatiloja ja niitä vastaavia differentiaaliyhtälöitä.

### Tilat 1 ja 3

Tiloissa 1 ja 3 toision, matalajännitepuoli, kytkimet ovat johtamattomassa tilassa ja ensiön, korkeajännitepuoli, kytkimet ovat johtavassa tilassa. Akuston syöttämä virta  $I_{in}$ , joka vastaa virtaa  $I_{Co}$ , lataa kondensaattoria  $C_o$ . Kelan virta  $I_L$  kiertää ensiön kytkinten kautta kuormalle, ja myös kondensaattorin  $C_i$  purkausvirta  $I_{Ci}$  syöttää kuormaa  $Z_{load}$ . Tiloissa 1 ja 3 teho ei siirry toisista ensiöön, vaan tarkoituksena on hyödyntää tulokelaan ja – kondensaattoriin varastoitunutta energiaa. Tilojen 1 ja 3 sijaiskytkentä on esitetty kuvassa 3.9.



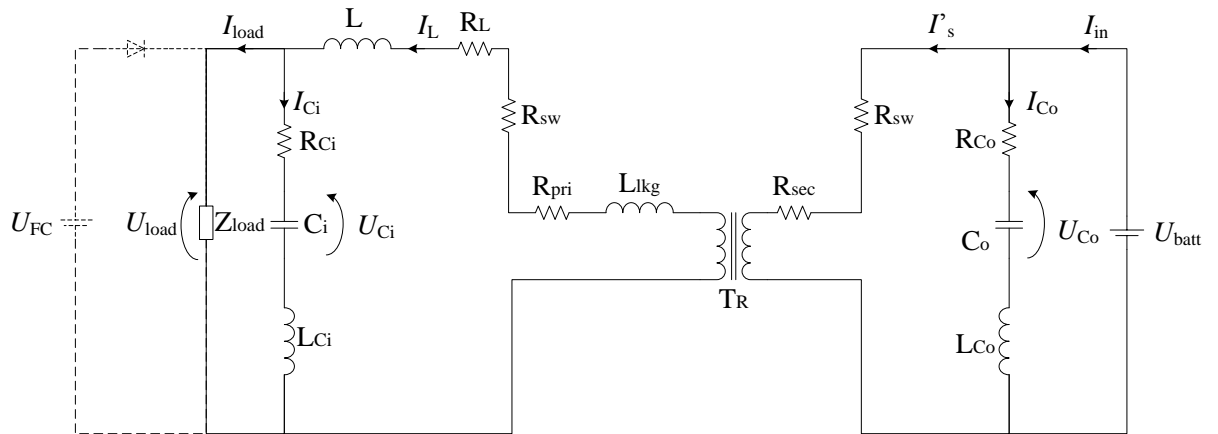
Kuva 3.9. Purkumoodin ensimmäinen ja kolmas toimintatila.

Sijaiskytkennässä  $Z_{load}$  kuvaa kuvan 1.1 mukaisen sovelluksen yksisuuntaisen DC/DC-hakkurin impedanssia. Kuvasta saadaan muodostettua tiloja 1 ja 3 kuvaava differentiaaliyhtälöryhmä

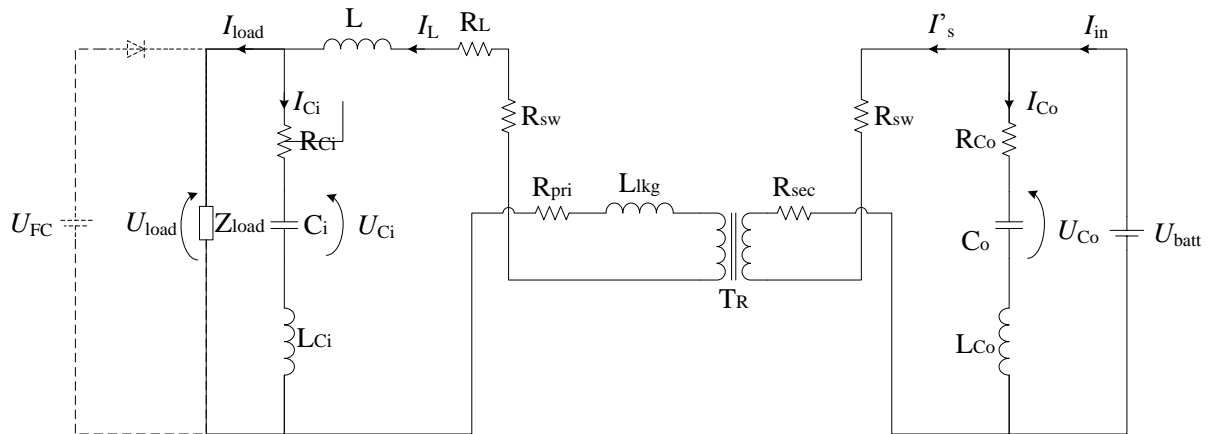
$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} I_L = -U_{load} - (R_L + R_{sw})I_L \\ L_{Ci} \frac{d}{dt} I_{Ci} = U_{Ci} - R_{Ci}I_{Ci} \\ C_i \frac{d}{dt} U_{Ci} = \frac{U_{load}}{Z_{load}} - I_L \\ L_{Co} \frac{d}{dt} I_{Co} = U'_{batt} - R_{Co}I_{Co} - U_{Co} \\ C_o \frac{d}{dt} U_{Co} = I_{Co} \end{cases} \quad (3.4)$$

### Tilat 2 ja 4

Tiloissa 2 ja 4 tehoa siirretään toisista ensiöön. Akusto syöttää kuormaa toision kytkinten, muuntajan käämitysten, ensiökytkinten ja tulokelan kautta. Lisäksi virta  $I_{Co}$  purkautuu kondensaattorista  $C_o$  ja virta  $I_{Ci}$  lataa kondensaattoria  $C_i$ . Tilojen 2 ja 4 sijaiskytkennät on esitetty kuvissa 3.10 ja 3.11.



Kuva 3.10. Purkumoodin toinen toimintatila.



Kuva 3.11. Purkumoodin neljäs toimintatila.

Kuvien 3.10 ja 3.11 sijaiskytkennöistä saadaan muodostettua niiden toimintaa kuvaava differentiaaliyhtälöryhmä

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} I_L = U'_{\text{batt}} - I_L (R_{\text{pri}} + R_L + R_{\text{sw}}) \\ -I'_s (R_{\text{sec}} + R_{\text{sw}}) - L_{\text{lkg}} \frac{d}{dt} I_L - U_{\text{load}} \\ L_{\text{Ci}} \frac{d}{dt} I_{\text{Ci}} = U_{\text{load}} - R_{\text{Ci}} I_{\text{Ci}} \\ C_i \frac{d}{dt} U_{\text{Ci}} = I_L - \frac{U_{\text{load}}}{Z_{\text{load}}} \\ L_{\text{Co}} \frac{d}{dt} I_{\text{Co}} = U'_{\text{batt}} - R_{\text{Co}} I_{\text{Co}} - U_{\text{Co}} \\ C_o \frac{d}{dt} U_{\text{Co}} = -I_{\text{Co}} \end{cases}, \quad (3.5)$$

missä  $I'_s$  on ensiöön redusoitu toisiovirta.

### 3.2 Keskiarvostetut tilayhtälömallit

Hakkurin toimintaa kuvaava tilayhtälömalli saadaan muodostettua käyttämällä Middlebrookin ja Cukin vuonna 1976 julkaisemaa tilayhtälö-keskiarvostusmenetelmää (SSA). Menetelmä perustuu hakkurin toimintatilojen tilayhtälöiden keskiarvon laskentaan yhden kytkentäjaksos ajalta (Middlebrook & Cuk, 1976). Tämä keskiarvostus voidaan tehdä, koska hakkurin muuttujien kytkentätaajuuden väreen amplitudi on jatkuvuustilan amplitudia huomattavasti pienempi (Hynynen, 2000). Yleinen tilayhtälömalli on muotoa

$$\begin{aligned} \dot{\underline{x}} &= \underline{A}\underline{x} + \underline{B}u \\ y &= \underline{C}\underline{x} \end{aligned} \quad (3.6)$$

missä  $\underline{x}$  on tilavektori,  $\underline{A}$ ,  $\underline{B}$  ja  $\underline{C}$  kerroinmatriiseja sekä  $u$  tulosuure. Keskiarvostettu tilayhtälömalli saadaan muodostettua yhtälöillä

$$\underline{A} = \underline{A}_1 t_1 + \underline{A}_2 t_2 + \underline{A}_3 t_3 + \underline{A}_4 t_4 \quad (3.7)$$

$$\underline{B} = \underline{B}_1 t_1 + \underline{B}_2 t_2 + \underline{B}_3 t_3 + \underline{B}_4 t_4 \quad (3.8)$$

$$\underline{C} = \underline{C}_1 t_1 + \underline{C}_2 t_2 + \underline{C}_3 t_3 + \underline{C}_4 t_4. \quad (3.9)$$

#### 3.2.1 Latausmoodi

Latausmoodissa hakkurin toimintatilojen 1 ja 3 kesto yhden kytkentäjaksos ajalta on

$$t_1 = t_3 = D - 0,5, \quad (3.10)$$

missä  $D$  on pulssisuhde. Vastaavasti tilojen 2 ja 4 kesto on

$$t_2 = t_4 = 1 - D. \quad (3.11)$$

Yhtälöiden (3.7)-(3.11) ja liittessä 1 esitettyjen yhtälöiden (L1.4)-(L1.9) avulla saadaan latausmoodin keskiarvostetun tilayhtälömallin kerroinmatriisit muotoon

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} \frac{2(D-1)(R_{1,1} + \frac{1}{n}R_2)}{L+L_{lkq}} - \frac{2(D-0,5)R_{1,2}}{L} & 0 & 0 & 0 & \frac{2(D-1)}{n(L+L_{lkq})} \\ 0 & -\frac{R_{Ci}}{L_{Ci}} & -\frac{1}{L_{Ci}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{4D-3}{C_i} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{Co}}{L_{Co}} & -\frac{1}{L_{Co}} \\ -\frac{2(D-1)}{C_o n} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{Z_{out} C_o} \end{bmatrix}, \quad (3.12)$$

missä

$$\begin{aligned} R_{1,1} &= R_L + R_{pri} + R_{sw} \\ R_{1,2} &= R_L + R_{sw} \\ R_2 &= R_{sec} + R_{sw} \end{aligned}, \quad (3.13)$$

$$\underline{B} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ L & L_{Ci} & & & \end{bmatrix}^T \quad (3.14)$$

ja

$$\underline{C} = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]. \quad (3.15)$$

Tilavektori on

$$\underline{x} = [I_L \ I_{Ci} \ U_{Ci} \ I_{Co} \ U'_{out}]^T, \quad (3.16)$$

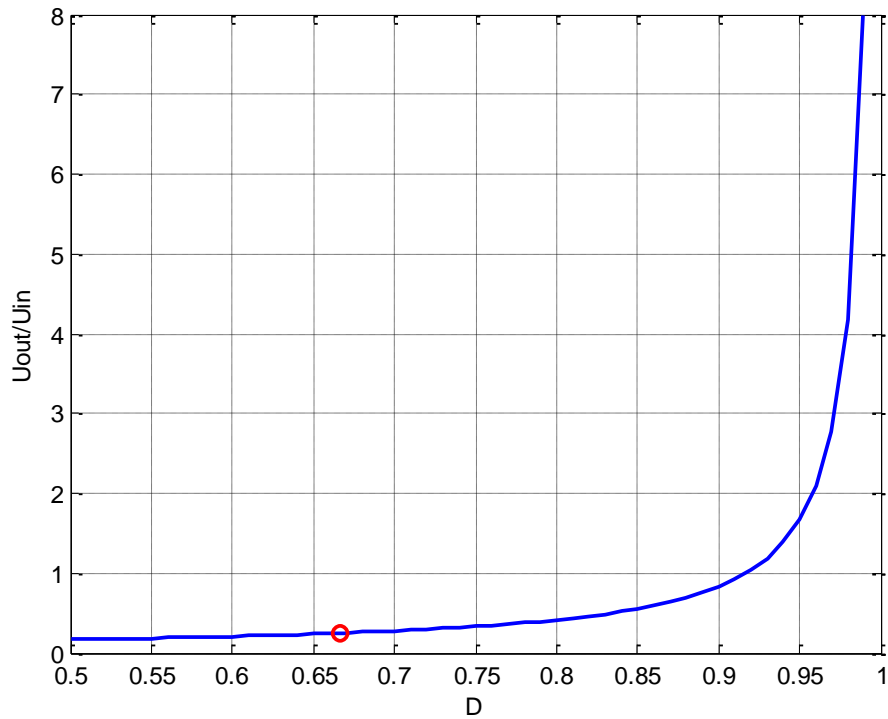
missä  $I_L$  on tulokelan virta,  $I_{Ci}$  tulokondensaattorin virta,  $U_{Ci}$  tulokondensaattorin jännite,  $I_{Co}$  lähtökondensaattorin virta ja  $U'_{out}$  kuormaimpedanssin yli oleva jännite redusoituna ensiöpuolelle. Tulosuureeksi on valittu polttokennon jännite, eli

$$u = U_{FC}. \quad (3.17)$$

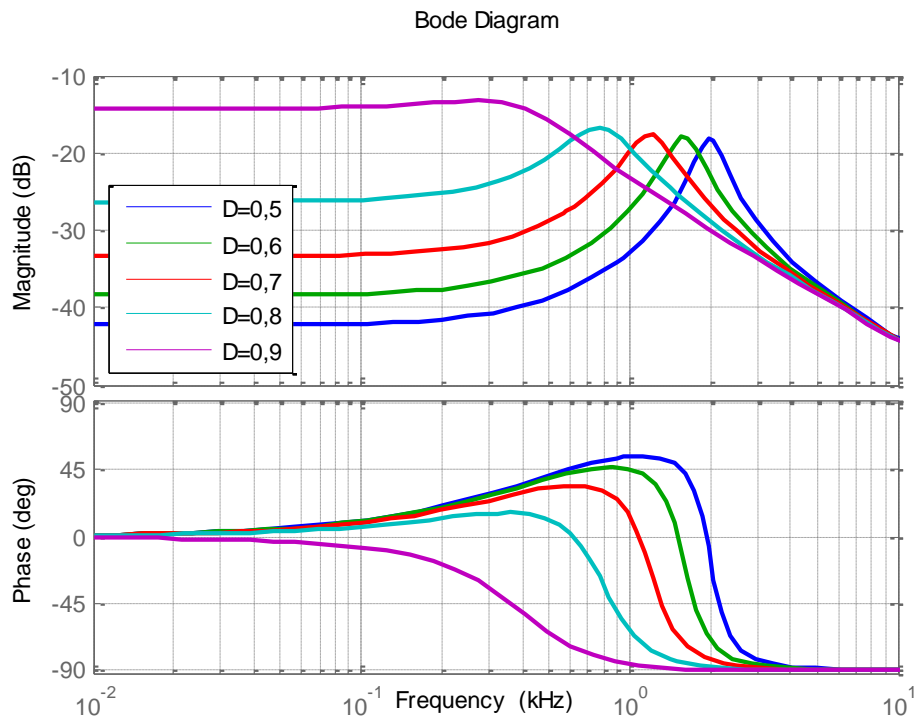
Yhtälöstä (3.12) nähdään, että pulssisuhde on tilayhtälömallin kerroinmatriisissa terminä, joka tarkoittaa mallin olevan epälineaarinen. FB boost –topologialle tulo- ja lähtöjännitteen suhde pulssisuhteen funktiona on

$$\frac{U_{out}}{U_{in}}(D) = \frac{n}{2(1-D)}, \quad (3.18)$$

missä  $n$  on muuntajan muuntosuhde ja  $D > 0,5$  (Väisänen, 2012). Hakkurimallin lineaarisuutta voidaan tarkastella yhtälön (3.18), kuva 3.12, sekä mallin taajuusvasteen, kuva 3.13, avulla. Liitteessä 3 on esitetty taajuusvasteen piirtämiseen käytetyn mallin parametrit.



Kuva 3.12. FB boost –topologian lähtö- ja tulojännitteiden suhde pulssisuhteen funktiona. Nimellispisteen pulssisuhte on merkitty punaisella.



Kuva 3.13. Kaksisuuntaisen hakkurin taajuus- ja vaihevaste eri pulssisuhteen arvoilla latausmoodissa.

### 3.2.2 Purkumoodi

Purkumoodissa hakkurin toimintatilojen 1 ja 3 kesto yhden kytkentäjaksos ajalta on

$$t_1 = t_3 = 0,5 - D, \quad (3.19)$$

ja vastaavasti tilojen 2 ja 4 kesto on

$$t_2 = t_4 = D. \quad (3.20)$$

Käyttämällä yhtälöitä (3.7)-(3.9), (3.19), (3.20) ja liitteen 2 yhtälöitä (L2.3)-(L2.8) saadaan purkumoodin keskiarvostetun tilayhtälömallin kerroinmatriisit muotoon

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} \frac{2R_{1,2}(D-0,5)}{L} - \frac{2D(R_{1,1}+R_{2,1})}{L+L_{lkg}} & 0 & \frac{2(D-0,5)}{L} - \frac{2D}{L+L_{lkg}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{Ci}}{L_{Ci}} & -\frac{1}{L_{Ci}} & 0 & 0 \\ \frac{4D-1}{C_i} & 0 & -\frac{4D-1}{Z_{load}C_i} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{Co}}{L_{Co}} & -\frac{1}{L_{Co}} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{4D-1}{C_o} & 0 \end{bmatrix}, \quad (3.21)$$

$$\underline{B} = \begin{bmatrix} \frac{2D}{nL} & 0 & 0 & \frac{1}{L_{Co}} & 0 \end{bmatrix}^T \quad (3.22)$$

ja

$$\underline{C} = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]. \quad (3.23)$$

Tilavektori on

$$\underline{x} = [I_L \ I_{Ci} \ U_{load} \ I_{Co} \ U'_{Co}]^T, \quad (3.24)$$

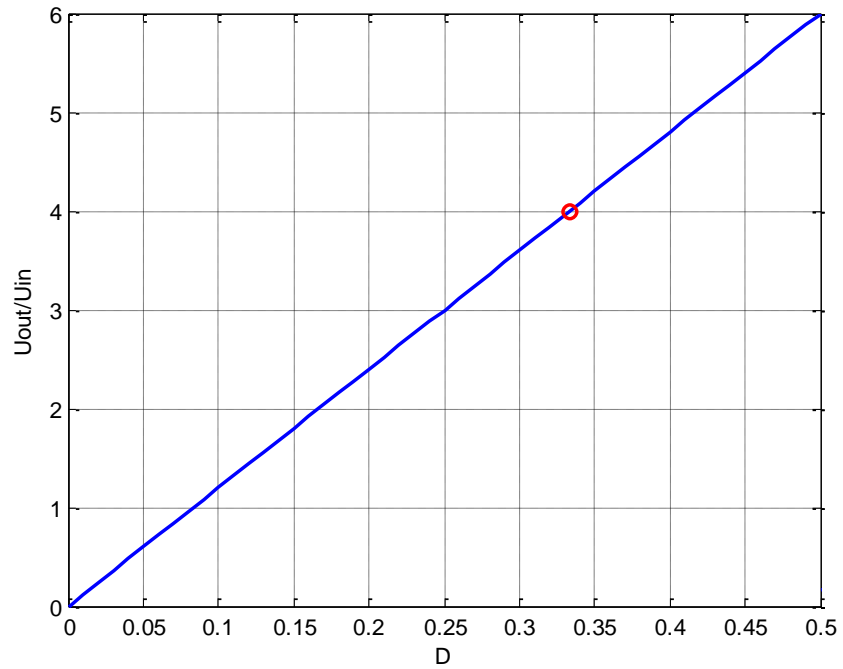
ja tulosuure akuston jännite eli

$$u = U_{batt}. \quad (3.25)$$

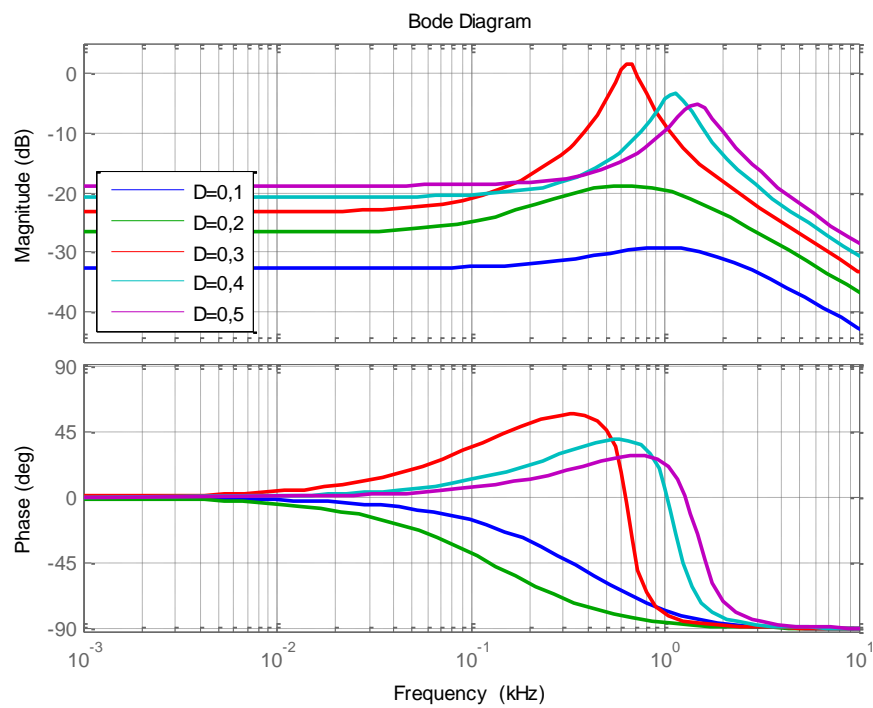
Koska pulssisuhde esiintyy terminä yhtälössä (3.21), myös purkumoodin malli on epälineaarinen. Jännitesyötetyn kokosiltahakkurin tulo- ja lähtöjännitteiden suhde pulssisuhteen funktiona on

$$\frac{U_{out}}{U_{in}}(D) = 2nD, \quad (3.26)$$

missä  $D < 0,5$  (Nyman, et al., 2009). Hakkurista muodostetun mallin lineaarisuutta voidaan tarkastella yhtälön (3.26), kuva 3.14, ja mallin taajuusvasteen, kuva 3.15, avulla. Mallin taajuusvasteen piirtoon käytetyt parametrit on esitetty liitteessä 3.



Kuva 3.14. Jännitesyötetyn kokosiltahakkurin tulo- ja lähtöjännitteiden suhde pulssisuhteen funktiona. Pulssisuhteen nimellispiste on merkitty punaisella.



Kuva 3.15. Kaksisuuntaisen hakkurin taajuus- ja vaihevaste eri pulssisuhteen arvoilla purkumoodissa.

Kuten kuvista 3.13 ja 3.15 nähdään, hakkurin dynamiikka muuttuu pulssisuhteen funktiona molemmissa moodeissa merkittävästi. Nimellisen toimintapisteen läheisyydessä (latausmoodissa  $D=0,667$ , purkumoodissa  $D=0,333$ ) molemmat taajuusvasteet ovat hyvin samankaltaiset, joka tarkoittaa hakkurin dynamiikan olevan nimellispisteessä samanlainen molempiin tehonkulun suuntiin.

Vaikka epälineaarilla hakkurimallilla voidaan kuvata todellisen hakkurin toimintaa, ei säädön suunnittelussa voi käyttää klassista säätöteoriaa apuna. Hakkurin toimintaa voidaan approksimoida nimelliseen toimintapisteeseen linearisoidulla mallilla säätösuunnittelun helpottamiseksi. Koska molempien moodien dynamiikka on nimellispisteessä samankaltainen, linearisoidaan vain latausmoodin keskiarvostettu tilamalli ja suunnitellaan säätö sen perusteella.

### 3.3 Keskiarvostetun tilayhtälömallin linearisointi

Monen muuttujan funktion saa linearisoitua laskemalla Jacobin matriisin linearisointipisteessä (Hankaniemi, 2007). Jacobin matriisin yleinen muoto on

$$J\left(\underline{f}(x_1, \dots, x_n)\right) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1}(t, \bar{x}) & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n}(t, \bar{x}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1}(t, \bar{x}) & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n}(t, \bar{x}) \end{bmatrix}, \quad (3.27)$$

missä  $\bar{x}$  on muuttujavektorin arvo linearisointipisteessä. Laskemalla Jacobin matriisi keskiarvostetusta tilayhtälömallista, saadaan linearisoidun tilayhtälömallin kerroinmatriiseiksi

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} \frac{2(D-1)(R_{1,1} + \frac{R_2}{n})}{L+L_{lkg}} - \frac{2(D-0,5)R_{1,2}}{L} & 0 & 0 & 0 & \frac{2(D-1)}{n(L+L_{lkg})} \\ 0 & -\frac{R_{Ci}}{L_{Ci}} & -\frac{1}{L_{Ci}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{4D-3}{C_i} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{Co}}{L_{Co}} & -\frac{1}{L_{Co}} \\ -\frac{2(D-1)}{C_o n} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{Z_{out} C_o} \end{bmatrix}, \quad (3.28)$$

$$\bar{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{2U_{out}+2R_{sec}I_L+2R_{sw}I_L}{n(L+L_{lkg})} - \frac{2L_{lkg}R_{L}I_L-2LR_{pri}I_L+2L_{lkg}R_{sw}I_L}{L+L_{lkg}} \\ \frac{1}{Lc_i} & 0 \\ 0 & \frac{4I_{c_i}}{c_i} \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{2I_L}{C_o n} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

ja

$$\bar{C} = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]. \quad (3.30)$$

Nyt linearisoidun mallin ohjaussuurevektoriksi saadaan

$$\hat{u} = [\hat{U}_{FC} \quad \hat{D}]. \quad (3.31)$$

Kun oletetaan järjestelmä häviöttömäksi, voidaan yhtälön (3.18) mukaan kirjoittaa

$$\bar{U}_{load} = \frac{\bar{U}_{FC}n}{2(1-D)}. \quad (3.32)$$

Komponenttien sarjaresistanssit eivät merkittävästi vaikuta hakkurimallin dynamiikkaan, joten ne voidaan yksinkertaistaa nolliksi. Lisäksi merkitään

$$\begin{aligned} U_{C_i} &= U_{FC} \\ U_{C_o} &= U_{load} \end{aligned} \quad (3.33)$$

ja käytetään yhtälöä (3.32), jolloin kerroinmatriisi  $\bar{B}$  yksinkertaistuu muotoon

$$\bar{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{n\bar{U}_{FC}}{(L+L_{lkg})(1-D)} \\ \frac{1}{Lc_i} & 0 \\ 0 & 4\bar{U}_{FC} \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{\bar{U}_{FC}n}{1-D} \end{bmatrix}. \quad (3.34)$$

Hakkurin säädössä ei voida käyttää tulojännitettä apuna, joten tarkastellaan tilayhtälömallia vain pulssisuhteen funktiona, jolloin saadaan kerroinmatriisi  $\bar{B}$  muotoon

$$\bar{B} = \begin{bmatrix} \frac{n\bar{U}_{FC}}{(L+L_{lkg})(1-D)} & 0 & 4\bar{U}_{FC} & 0 & -\frac{\bar{U}_{FC}n}{1-D} \end{bmatrix}^T. \quad (3.35)$$

Nyt järjestelmä on saatu muotoon, jolle säätö voidaan suunnitella. Muodostetun tilayhtälömallin kerroinmatriisit ovat

$$\bar{\underline{A}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{2(D-1)}{n(L+L_{lkg})} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_{Ci}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{4D-3}{C_i} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{Co}} \\ -\frac{2(D-1)}{C_o n} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{Z_{load} C_o} \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

ja

$$\bar{\underline{B}} = \begin{bmatrix} \frac{n\bar{U}_{FC}}{(L+L_{lkg})(1-D)} & 0 & 4\bar{U}_{FC} & 0 & -\frac{\bar{U}_{FC}n}{1-D} \end{bmatrix}^T. \quad (3.37)$$

Mallin ohjaussuure on

$$\hat{u} = \hat{D} \quad (3.38)$$

ja tilamuuttujavektori

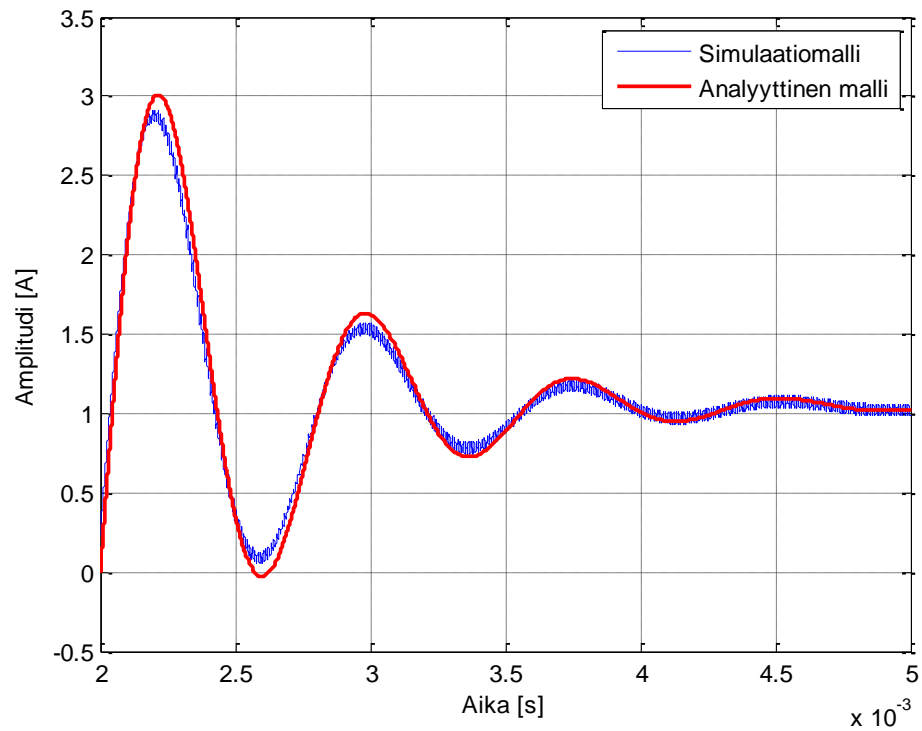
$$\hat{\underline{x}} = [I_L \quad I_{Ci} \quad U_{Ci} \quad I_{Co} \quad U'_{load}]^T. \quad (3.39)$$

Sijoittamalla liitteen 3 komponenttiarvot yhtälöihin (3.36) ja (3.37), saadaan hakkurin tilayhtälömalliksi

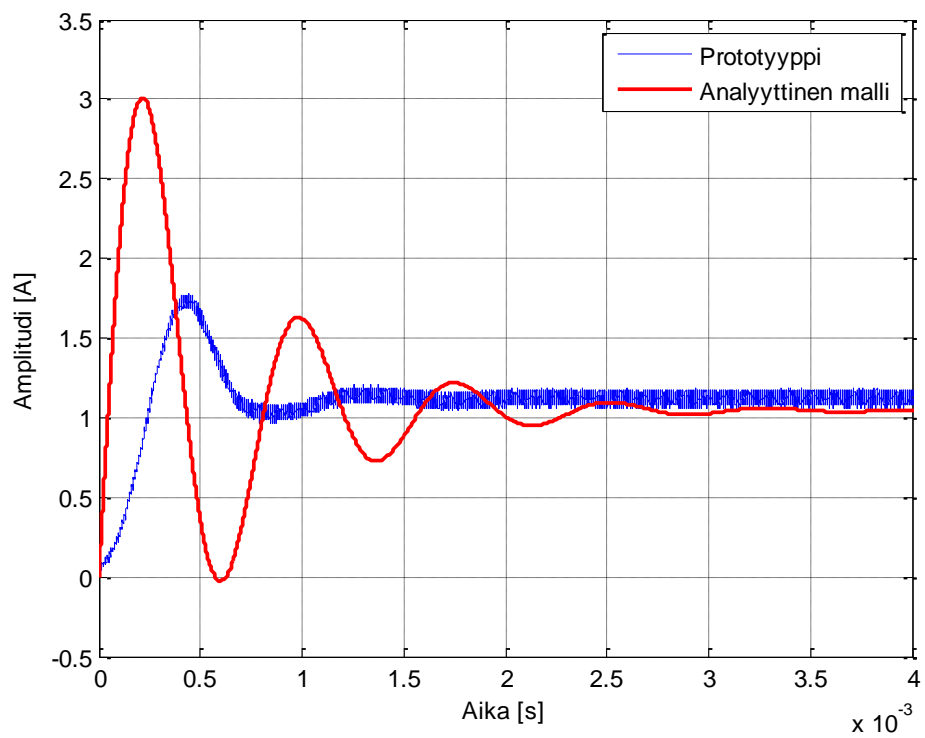
$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{\underline{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -1530,51 \\ 0 & 0 & -5,00 * 10^7 & 0 & 0 \\ 0 & -70,64 & 0 & 0 & 0 \\ 45409,09 & 0 & 0 & 0 & -5,00 * 10^7 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -3156,57 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ I_{Ci} \\ U_{Ci} \\ I_{Co} \\ U'_{load} \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} 92014,73 \\ 0 \\ 960,00 \\ 0 \\ -40,40 \end{bmatrix} \hat{D} \\ \hat{y} = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0] \begin{bmatrix} I_L \\ I_{Ci} \\ U_{Ci} \\ I_{Co} \\ U'_{load} \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (3.40)$$

### 3.4 Linearisoidun mallin verifointi

Tarkastellaan analyttisen mallin oikeellisuutta analyttisen mallin, simulaatiomallin sekä rakennetun prototyypin avoimen piirin askelvasteiden avulla. Vertaillaan analyttisen mallin ja simulointimallin askelvasteita, kuva 3.16, sekä analyttisen mallin ja prototyypin askelvasteita, kuva 3.17. Käytetty tulojännite on 60 V, kuorman impedanssi 3,6  $\Omega$  ja pulssisuhde 0,667. Simulaatiomalli on esitetty liitteessä 4, ja siinä käytetyt transistorit eivät ole ideaalisia kytkimiä, vaan niiden parametrit on määritetty valmistajien datalehdistä, ja kelan sekä muuntajan parametrit ovat prototyypistä mitattuja arvoja. Prototyypimittauksissa käytetty kalusto on esitetty liitteessä 5.



Kuva 3.16. Simulaatiomallin ja analyttisen mallin tulovirran askelvasteet kiinteällä pulssisuhteella.



Kuva 3.17. Prototyypin ja analyttisen mallin tulovirran askelvasteet kiinteällä pulssisuhteella.

Kuvasta 3.16 nähdään, että analyttisen mallin ja simulaatiomallin askelvasteet ovat miltei identtiset. Voidaan siis todeta analyttisen mallin johtamisen onnistuneen melko hyvin. Kuvan 3.17 perusteella voidaan todeta, että analyttisen mallin ja prototyypin askelvasteissa on jonkin verran eroa. Analyttisen mallin askelvasteessa on enemmän oskillointia ja suurempi amplitudi, mutta jatkuvuustilan arvo on lähestulkoon sama. Erot voivat johtua myös prototyypin tulovirran mittauksessa käytetyn LeCroy:n AP015-virtamittapään ominaisuuksista tai käytetyn jännitelähteen virrannousnopeudesta. Näistä eroista huolimatta säätö voidaan suunnitella käyttäen analyttistä mallia, koska analyttisen mallin askelvasteessa on enemmän oskillointia, joten sen perusteella viritetty säätö toimii myös vähemmän oskilloivalla prototyypillä.

### 3.5 Linearisoidun mallin approksimointi

Hakkurille muodostetun linearisoidun mallin korkea kertaluku saattaisi hankaloittaa säätösuunnittelua, joten tarkastellaan voiko mallia approksimoida pienemmän kertaluvun mallilla. Tilayhtälömallin tilojen tärkeyttä mallin dynamiikan kannalta voidaan tarkastella Hankel-singulaariarvojen avulla, jotka yksilöivät jokaisen tilan tärkeyden järjestelmän tulo-lähtökäyttäytymiseen suhteutettuna. Hankel-singulaariarvot saadaan laskettua järjestelmän Gramin säädettävyyss- ja seurattavuusmatriisien singulaariarvohajotelmien avulla (Scherpen & Gray, 1999).

Jos tilayhtälömallin kerroinmatriisin  $\bar{A}$  ominaisarvojen reaaliosa on negatiivinen, järjestelmän Gramin säädettävyyssmatriisi voidaan määrittellä

$$\underline{P} = \int_0^{\infty} e^{\bar{A}t} \bar{B} \bar{B}^T e^{\bar{A}^T t} dt \quad (3.41)$$

ja Gramin seurattavuusmatriisi

$$\underline{Q} = \int_0^{\infty} e^{\bar{A}^T t} \bar{C}^T \bar{C} e^{\bar{A}t} dt \quad (3.42)$$

(Li, et al., 1999). Kokoa  $m \times n$  olevan matriisin  $\underline{A}$  singulaariarvohajotelma on muotoa

$$\underline{A} = \underline{U} \underline{\Sigma} \underline{V}^H, \quad (3.43)$$

missä  $\underline{U}$  on unitaarinen  $m \times m$ -matriisi,  $\underline{V}$  unitaarinen  $n \times n$ -matriisi ja  $\underline{\Sigma}$   $m \times n$ -matriisi, joka on muodoltaan

$$\Sigma_{mn} = \begin{cases} 0, & \text{kun } m \neq n \\ \sigma_m \geq 0, & \text{kun } m = n \end{cases}, \quad (3.44)$$

missä alkiot  $\sigma_m$  ovat matriisin  $\underline{A}$  singulaariarvot (Haataja, et al., 2002). Hankel-singulaariarvot saadaan ratkaistua hyödyntämällä yhtälöä (Safonov & Chiang, 1998)

$$\underline{U} \underline{H}_{sv} \underline{V}^T = \underline{L}_Q^T \underline{L}_P, \quad (3.45)$$

missä  $\underline{H}_{sv}$  on Hankel-singulaariarvot,

$$\underline{L}_P = \underline{U}_P \text{diag} \left( \sqrt{\text{diag}(\underline{\Sigma}_P)} \right) \quad (3.46)$$

ja

$$\underline{L}_Q = \underline{U}_Q \text{diag} \left( \sqrt{\text{diag}(\underline{\Sigma}_Q)} \right). \quad (3.47)$$

Käyttämällä yhtälöitä (3.40)-(3.42) ja (3.45)-(3.47), linearisoidun ja keskiarvostetun tilayhtälömallin Hankel-singulaariarvoiksi saadaan

$$\underline{H}_{sv} = \begin{bmatrix} 15,66 \\ 13,57 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3.48)$$

Hankel-singulaariarvoista nähdään, että tilayhtälömallilla on kaksi hallitsevaa tilaa. Tämä tarkoittaa, että järjestelmää voidaan approksimoida toisen kertaluvun järjestelmällä. Pienemmän kertaluvun tilayhtälömalli saadaan muodostettua muunnosmatriiseilla

$$\underline{S}_L = \underline{L}_Q \underline{U}(1:l, 1:k) \left[ \underline{H}_{sv}(1:k, 1:k) \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (3.49)$$

ja

$$\underline{S}_R = \underline{L}_P \underline{V}(1:l, 1:k) \left[ \underline{H}_{sv}(1:k, 1:k) \right]^{-\frac{1}{2}}, \quad (3.50)$$

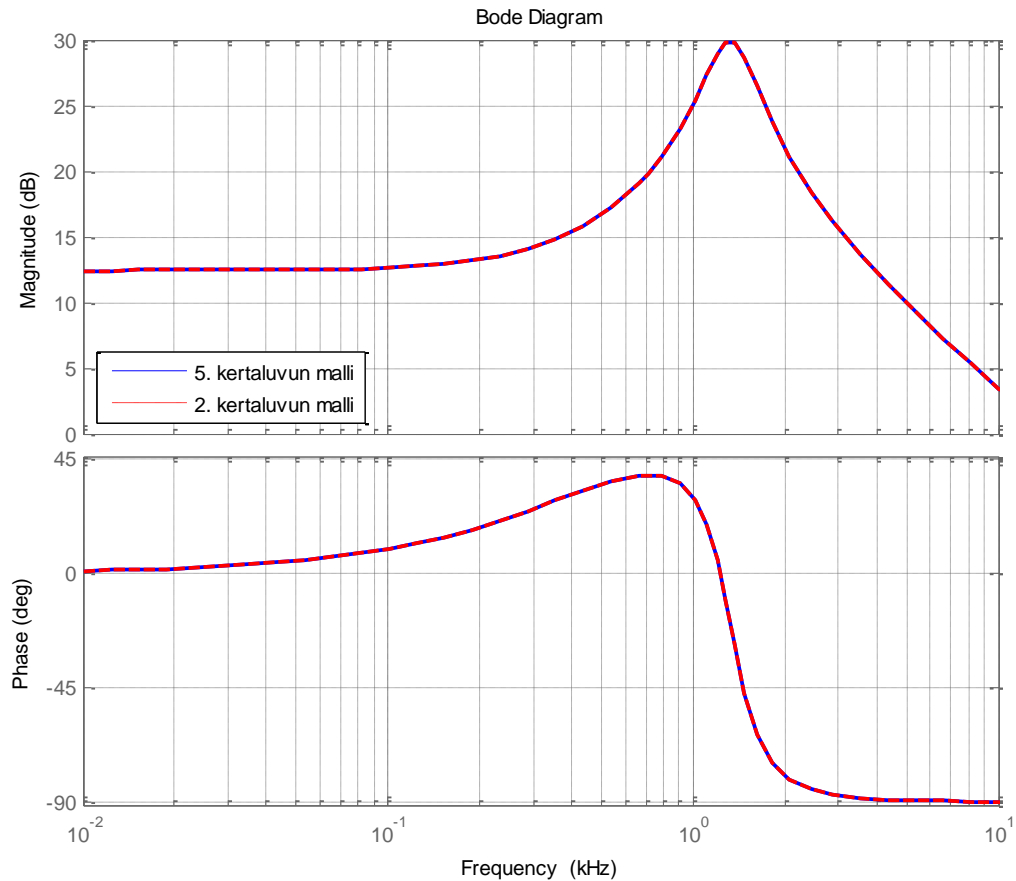
missä  $l$  on vanhan tilayhtälömallin kertaluku ja  $k$  uuden tilayhtälömallin kertaluku (Glover, 1984). Uuden kertaluvun tilayhtälömallin kerroinmatriisit ovat muotoa

$$\begin{cases} \overline{A}_{rd} = \underline{S}_L^T \overline{A} \underline{S}_R \\ \overline{B}_{rd} = \underline{S}_L^T \overline{B} \\ \overline{C}_{rd} = \overline{C} \underline{S}_R \end{cases}. \quad (3.51)$$

Käyttämällä edellä esitettyjä yhtälöitä ja liitteen 3 hakkurin komponenttiarvoja, saadaan approksimoiduksi tilayhtälömalliksi

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_{rd} = \begin{bmatrix} 1040,58 & 7165,12 \\ -10309,20 & -4197,15 \end{bmatrix} \hat{x}_{rd} + \begin{bmatrix} -348,81 \\ -86,73 \end{bmatrix} \hat{u}_{rd} \\ \hat{y}_{rd} = [-248,44 \quad -61,74] \hat{x}_{rd} \end{cases} \quad (3.52)$$

Tarkastellaan vielä approksimoinnin hyvyyttä vertailemalla viidennen ja toisen kertaluvun mallien taajuusvasteita, kuva 3.18.



Kuva 3.18. Hakkurin linearisoidun viidennen kertaluvun tilayhtälömallin sekä toisen kertaluvun tilayhtälömallin taajuusvasteet.

Kuvasta nähdään, että viidennen ja toisen kertaluvun mallien taajuusvasteet ovat täsmälleen samat, kuten Hankel-singulaariarvoista saattoi päätellä. Voidaan siis käyttää approksimoitua tilayhtälömallia säädön suunnittelussa.

#### 4. KAKSISUUNTAISEN TASAVIRTAHAKKURIN SÄÄTÖ

Polttokennosto on herkkä kuorman muutoksille ja polttokennoston lähtövirran matalataajuaiselle väreelle. Lisäksi polttokennoston toiminta muuttuu, jos siihen syöttää virtaa, joten kennosto on suojattava negatiiviselta virralta. Jossain hakkuritopologioissa suojaus voidaan toteuttaa sarjadiodilla, jolloin suojausdiodin johtamishäviöt ovat merkittävät kokonaishyötysuhteen kannalta. (Riipinen, et al., 2008)

Polttokennoston lähtövirran matalataajuinen väre voi aiheuttaa haitallisia ylikuormitustiloja, joissa polttokennon reaktioaineet valuvat ulos kennoista tai polttokennosto poistuu ohmiselta toiminta-alueelta, jossa se toimii normaalitilanteessa. Lisäksi matalataajuinen polttokennoston lähtövirran väre lisää polttokennoston aluekohtaista resistanssia, joka pienentää lähtötehoa ja hyötysuhdetta (Pradhan, et al., 2007). Tyypilliselle polttokennoston tehonsäätöjärjestelmän lähtövirran väreelle on määritelty seuraavanlaiset vaatimukset (National Energy Technology Laboratory, 2004):

- 60 Hz: alle 10 % väre 10...100 % kuormalla
- 120 Hz: alle 15 % väre 10...100 % kuormalla
- yli 10 kHz: alle 60 % väre 10...60 % kuormalla.

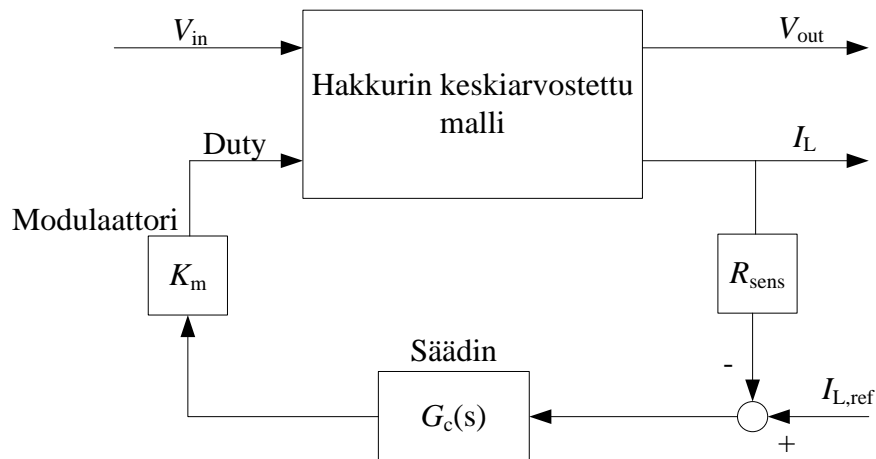
Pradhanin ym. (2007) tutkimassa planaarisessa kiinteäoksidipolttokennossa korkeataajuinen lähtövirran väre vaikutti polttokennoston sähkökemialliseen impedanssiin, mutta sen vaikutus kennoston toimintaan oli merkityksetön, koska virran väreen aikavakio on huomattavasti pienempi kuin polttokennoston sähkökemialliset aikavakiot.

Koska kuorman muutokset vaikuttavat suoraan polttokennoston lähtövirtaan, paras vaihtoehto säädettäväksi suureeksi on FB boost –hakkurin tulokelan virta. Tällöin valittavaksi jää vain virtasäädön toteutusperiaate. Huippuvirta- (PCC), keskiarvovirta- (ACC), ja varaussäätöä (CC), on vertailtu asymmetrisesti ohjatussa siltatyypisessä DC/DC-hakkurissa (Lim, et al., 2005). Keskiarvovirtasäädöllä on varaussäätöön verrattuna parempi suljetun piirin suorituskyky. Huippuvirtasäätöön verrattuna keskiarvovirtasäädöllä on parempi häiriösignaalien vaimennus, suurempi vahvistus matalilla taajuuksilla eikä keskiarvovirtasäätö tarvitse erillistä kompensatoramppia (Sun & Bass, 1999). Valitaan käytettäväksi säätömenetelmäksi keskiarvovirtasäätö sen muihin virtasäätömenetelmiin verrattuna parempien ominaisuuksien takia.

#### 4.1 Keskiarvovirtasäädön toteutus

Keskiarvovirtasäädölle voidaan asettaa polttokennon dynamiikan takia seuraavat vaatimukset: tulokelan virran matalataajuisen väreän pitää olla alle 10 % ja askelvasteen ylityksen pitää olla mahdollisimman pieni. Lisäksi voidaan todeta, että polttokennon aikavakio referenssisignaalin muutokseen on huomattavasti hitaampi kuin DC/DC-hakkurin kyky seurata referenssisignaalin muutosta. Tämän takia säädön suunnittelussa painotetaan askelvasteen ylityksen minimointia eikä nousuajan minimointia.

Sun ja Bass (1999) ovat esittäneet suoraviivaisen keskiarvovirtasäädön suunnitteluesimerkin, jossa näytteistys on jätetty huomiotta. Tästä huolimatta malli on julkaisussa osoitettu tarkaksi. Kuvassa 4.1 on esitetty Sunin ja Bassin ehdottaman mallin lohkokaavio.



Kuva 4.1. Keskiarvovirtasäädön lohkokaavioesitys. (Sun & Bass, 1999)

Kuvan 4.1 virtasilmukan siirtofunktio on

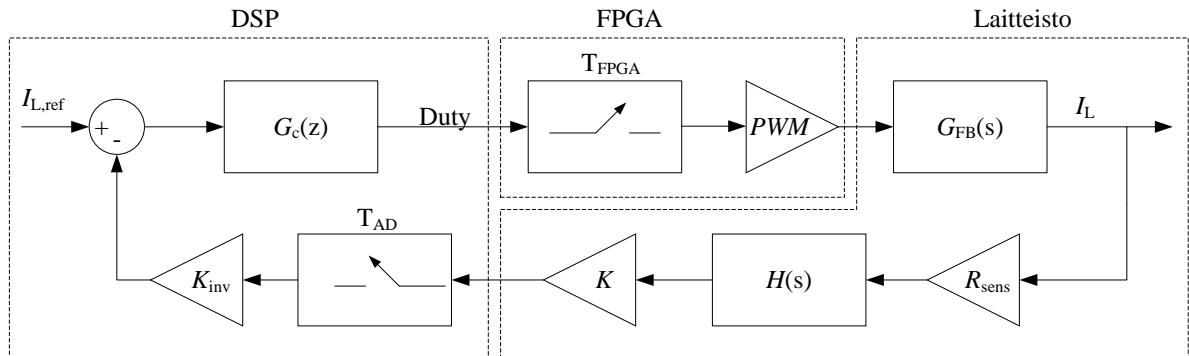
$$T_c(s) = R_{sens} K_m G_c(s) G_{dc}(s), \quad (4.1)$$

missä  $R_{sens}$  on shunt-vastus,  $K_m$  modulaattorin vahvistus,  $G_c(s)$  säätimen siirtofunktio ja  $G_{dc}(s)$  hakkurin keskiarvostetun mallin siirtofunktio pulssisuhteen ja kelan virran suhteen. Säätimen siirtofunktio voidaan kirjoittaa

$$G_c(s) = \frac{K_c \left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{s \left(1 + \frac{s}{\omega_p}\right)}, \quad (4.2)$$

missä  $K_c$  on vahvistus,  $\omega_z$  nollan kulmataajuus ja  $\omega_p$  navan kulmataajuus. Säätimen nollaa tarvitaan virtasilmukan rajataajuuden kasvattamiseen ja säätimen napaa kytkentätaajuuden väreän suodattamiseen. (Sun & Bass, 1999)

Tässä työssä keskiarvovirtasäätö toteutetaan digitaalisesti, jolloin kuvan 4.1 järjestelmän perusteella saadaan muodostettua kuvassa 4.2 esitetty järjestelmä.



Kuva 4.2. Virtasäädetyin FB boost –hakkurin lohkokaavio.

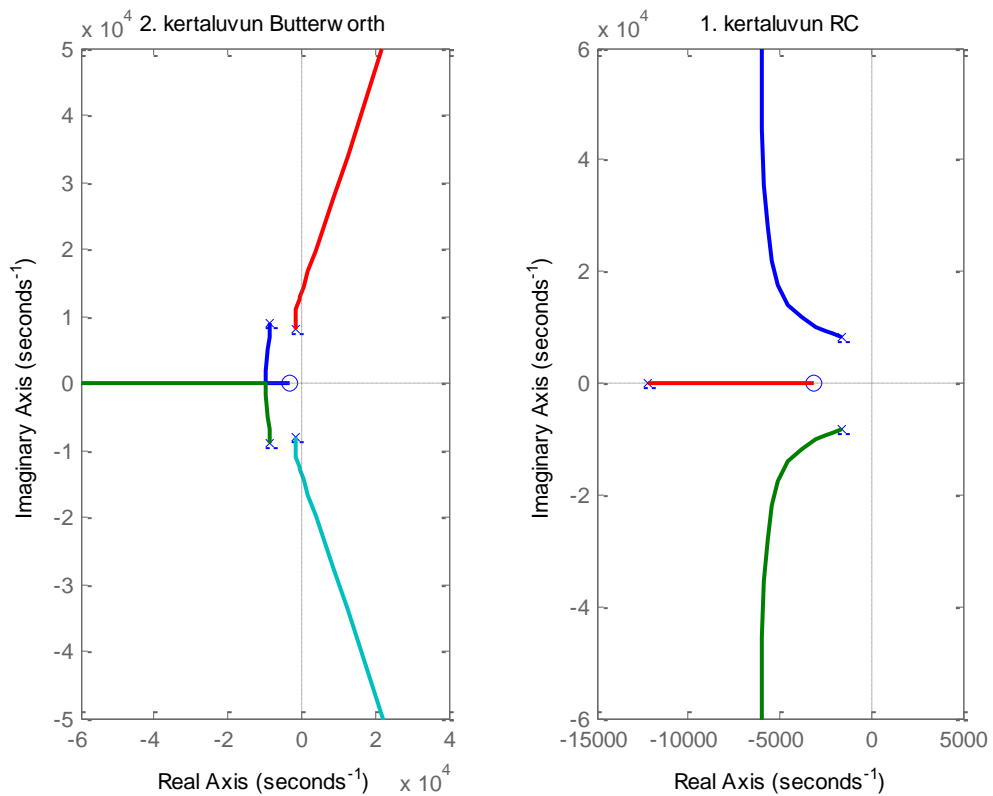
Kuvassa  $G_c(z)$  on diskreettiaikainen säädin,  $T_{FPGA}$  FPGA:n näytteistysaika,  $PWM$  hilasignaali tuottava modulaattori,  $G_{FB}(s)$  hakkurin siirtofunktio,  $R_{sens}$  shunt-vastus,  $H(s)$  suodattimen siirtofunktio,  $K$  sekä  $K_{inv}$  skaalauskerroimia ja  $T_{AD}$  AD-muuntimen näytteistysaika. Skaalauskerroimella  $K$  shuntin yli oleva jännite skaalataan AD-muuntimelle sopivaksi (0...3,3V) ja kertoimella  $K_{inv}$  jännite skaalataan takaisin virtaa vastaavaksi arvoksi. Skaalaukset siis kumoavat toisensa, jolloin ne voidaan shunt-vastuksen kanssa jättää huomiotta virtasilmukan siirtofunktiossa. Lisäksi modulaattori toteutetaan digitaalisesti, joten sen vahvistus on yksi. Nyt virtasilmukan siirtofunktio saadaan muotoon

$$T_c(s) = G_c(s)G_{FB}(s)H(s). \quad (4.3)$$

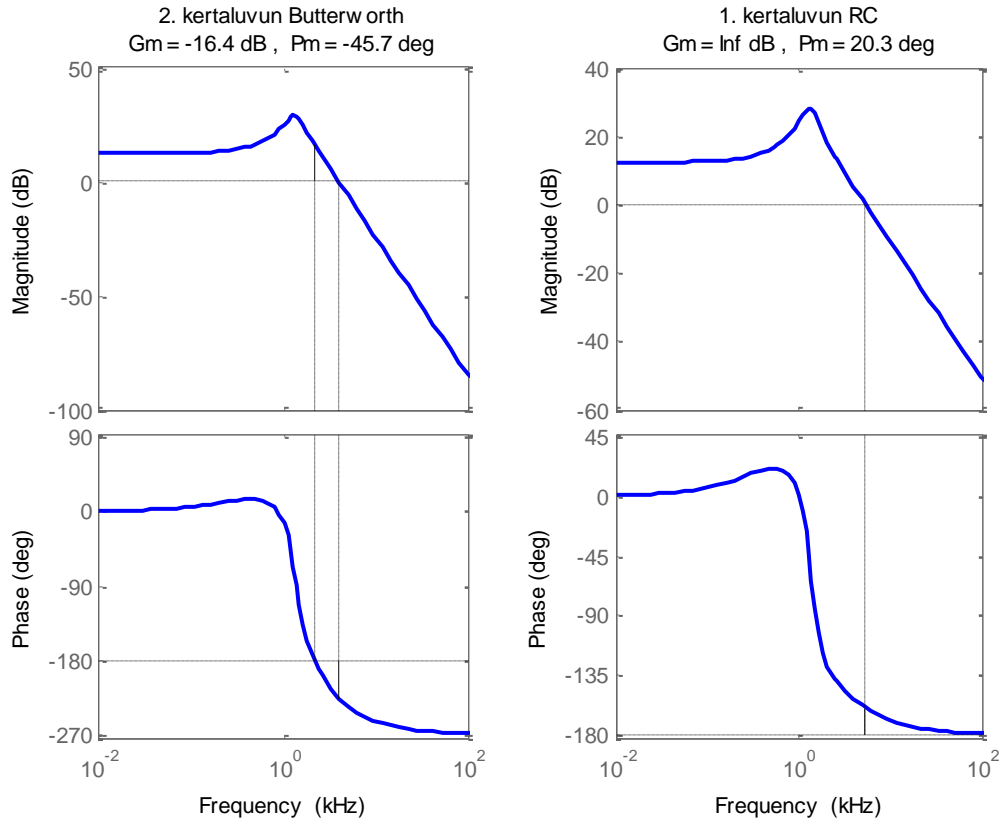
## 4.2 Suodatuksen valinta

Kuva 4.2 mukaisessa järjestelmässä suodattimen  $H(s)$  tarkoitus on suodattaa mitatun virtasignaalin kytkentätaajuisista väreistä, jotta säätimelle tulevan referenssin väre ei aiheuta ongelmia säädössä. Käytännössä nämä ongelmat olisivat Nyquist-taajuutta suurempien taajuuksien laskostuminen matalille taajuuksille. Tämän takia mitatun signaalin väreän suuri vaimennus on toivottavaa. Optimaalisin vaihtoehto suodatukselle olisi digitaalisesti

toteutettu liukuvan keskiarvon suodatin, mutta tässä työssä suodatus kuitenkin toteutetaan analogisesti. Tällöin rajataajuudeksi valitaan kytkentätaajuutta huomattavasti pienempi taajuus, jotta kytkentätaajuudella on riittävä vaimennus. Valitaan rajataajuudeksi 2 kHz, jolloin valittavaksi jää vielä suodattimen kertaluku ja topologia. Suurella kertaluvulla saadaan estokaistalle suuri vaimennus, mutta suuri napojen määrä voi aiheuttaa järjestelmälle stabiiliusongelmia. Tehokkaalla säätimellä voidaan kompensoida mahdolliset stabiiliusongelmat, mutta on järkevämpää valita stabiili suodatin, jolloin säätimeltä vaadittu säätötehokin on pienempi. Valitaan tarkasteltaviksi suodattimiksi toisen kertaluvun Butterworth-suodatin ja ensimmäisen kertaluvun aktiivinen alipäästösuodatin. Suodatuksen vaikutusta säätämättömässä järjestelmässä tarkastellaan juuriuran, kuva 4.3, ja taajuusvasteen, kuva 4.4, avulla.



Kuva 4.3. FB boost hakkurin juuriura erilaisilla suodattimilla. Vasemman kuvan järjestelmään kuuluu toisen kertaluvun Butterworth-alipäästösuodatin ja oikean kuvan järjestelmään ensimmäisen kertaluvun aktiivinen alipäästösuodatin.



Kuva 4.4. FB boost hakkurin taajuusvaste erilaisilla suodattimilla. Vasemman kuvan järjestelmään kuuluu toisen kertaluvun Butterworth-alipäästösuodatin ja oikean kuvan järjestelmään ensimmäisen kertaluvun aktiivinen alipäästösuodatin.

Kuvista 4.3 ja 4.4 nähdään, että toisen kertaluvun suodattimellisen järjestelmän juuriuran kaksi napaa siirtyvät oikeaan puolitasoon yli 0,152-kertaisella vahvistuksella, ja taajuusvasteessa sekä vahvistus- että vaihevara ovat negatiivisia, eli järjestelmä on epästabiili. Sen sijaan ensimmäisen kertaluvun alipäästösuodatin navat pysyvät vasemmassa puolitasossa, ja taajuusvasteessa on positiivinen vaihe- ja vahvistusvara, eli järjestelmä on stabiili. Valitaan siis käytettäväksi suodattimeksi ensimmäisen kertaluvun aktiivinen alipäästösuodatin.

### 4.3 Säätimen valinta

Ensimmäisen kertaluvun aktiivisen alipäästösuodattimen siirtofunktio on

$$H(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_c}}, \quad (4.4)$$

missä  $\omega_c$  on suodattimen rajataajuus radiaaneissa. Kun vertaillaan suodattimen, yhtälö (4.4), ja säätimen, yhtälö (4.2), siirtofunktiota, huomataan että säätimen napa voidaan toteuttaa suodattimen avulla. Tällöin säätimen muokattu siirtofunktio voidaan kirjoittaa

$$G_c(s) = \frac{K_c \left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{s} \quad (4.5)$$

PID-säätimen siirtofunktio on muodoltaan

$$G_{PID}(s) = K \left(1 + \frac{1}{sT_i}\right) (1 + sT_d), \quad (4.6)$$

missä  $K$  on vahvistus,  $T_i$  integrointiaika ja  $T_d$  derivointiaika (Åström & Wittenmark, 1997). Jos PID-säätimen derivaattatermi  $T_d$  asetetaan nolnaan, voidaan kirjoittaa

$$\begin{aligned} \frac{K_c \left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{s} &= K \left(1 + \frac{1}{sT_i}\right) \Leftrightarrow \\ K_c + K_c \frac{s}{\omega_z} &= Ks + Ks \frac{1}{sT_i} \Leftrightarrow , \\ K_c + K_c \frac{1}{\omega_z} s &= \frac{K}{T_i} + Ks \end{aligned} \quad (4.7)$$

jolloin voidaan todeta, että virtasäätö saadaan toteutettua PID-säätimellä, kun sen parametreiksi valitaan

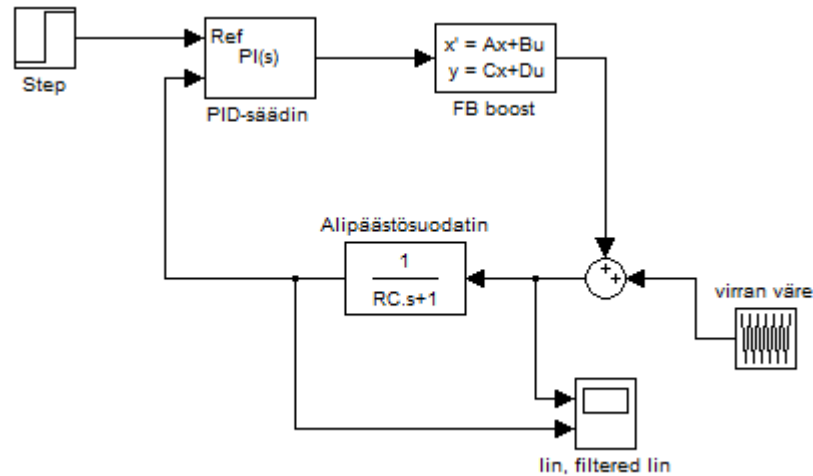
$$\begin{aligned} K &= \frac{K_c}{\omega_z} \\ T_i &= \frac{K}{K_c} = \frac{1}{\omega_z}. \end{aligned} \quad (4.8)$$

Tällöin rinnakkaismuotoisen PID-säätimen kertoimiksi saadaan

$$\begin{aligned} K_p &= K \\ K_i &= \frac{K}{T_i} \\ K_d &= KT_d \end{aligned} \quad (4.9)$$

PID-säätimen parametrit valitaan kuvassa 4.5 esitetyn simulointimallin avulla. Simulointimallissa on käytetty tilayhtälömallia, jonka kuormaimpedanssi on  $0,7 \Omega$ , joka vastaa käytettävän akuston impedanssia. Tilayhtälömallin johtamisessa on käytetty samaa periaatetta kuin aiemminkin, jolloin tilayhtälömalliksi saadaan

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{x}}_{rd} = \begin{bmatrix} -1364,39 & 13945,47 \\ -3528,86 & -14869,38 \end{bmatrix} \hat{\mathbf{x}}_{rd} + \begin{bmatrix} -318,07 \\ -167,40 \end{bmatrix} \hat{u}_{rd} \\ \hat{\mathbf{y}}_{rd} = [-226,56 \quad -119,20] \hat{\mathbf{x}}_{rd} \end{cases} \quad (4.10)$$



Kuva 4.5. PID-säätimen parametrien valinnassa käytetty Simulink-malli.

Ziegler-Nicholsin värähtelyrajamenetelmän avulla valitut säädinparametrit eivät täytä tulovirran askelvasteelle asetettuja vaatimuksia, joten sopiviksi säädinparametreiksi saadaan yrityksen ja erehdyksen avulla

$$\begin{aligned} K_p &= \frac{K_c}{\omega_z} = 0,02 \\ K_i &= K_c = 5 \\ K_d &= \frac{K_c T_d}{\omega_z} = 0 \end{aligned} \quad (4.11)$$

#### 4.4 Kvantisoinnin vaikutus ja näytteistysaikojen valinta

Säätöjärjestelmän digitaalisen toteutuksen takia AD-muuntimessa ja pulssinleveysmodulaattorissa tapahtuu signaalien kvantisoitumista, joka voi aiheuttaa haitallista rajavärähtelyä. Kvantisoituminen johtuu digitaalisten osien rajallisista resoluutioista, jonka takia mitattu virtasignaali ja modulaattorin pulssisuhde voivat saada vain tiettyjä arvoja. Käytettävän pulssinleveysmodulaattorin resoluution määrää jakson pituus ja pulssisuhteen vaihteluväli. Modulaattorin jakson pituuden määrittää FPGA:n kelloaajuus ja hakkurin kytkentäaajuus;

$$jaks_o = \frac{f_{FPGA}}{f_{sw}} = \frac{100 \text{ MHz}}{50 \text{ kHz}} = 2000. \quad (4.12)$$

Koska FB boost –hakkurin pulssisuhde  $D$  voi olla maksimissaan 1, myös vaihteluväli on 1. Modulaattorissa käytetään referenssinä sahalaita-aaltoa, eli pulssisuhteen laskennassa käytetään hyödyksi laskurin koko jaksoa. Tällöin modulaattorin resoluutioksi saadaan

$$\Delta D = \frac{\text{vaihteluväli}}{\text{jakso}} = \frac{1,0}{2000} = 0,0005. \quad (4.13)$$

Vastaavasti AD-muuntimen resoluutioksi saadaan

$$\Delta_{ADC} = \frac{7,45 \text{ A}}{2^{12}} \approx 0,00182, \quad (4.14)$$

joka tarkoittaa, että AD-muunnetun virtasignaalin mahdolliset arvot ovat yhtälön (4.14) tuloksen kerrannaisia. Mitatun virtasignaalin yläraja 7,45 A määräytyy tehdyn mittausjärjestelmän vahvistuksen mukaan. Mittausjärjestelmä koostuu LEM:n LA25-NP anturista, joka muuttaa virtasignaalin jännitesignaaliksi, aktiivisesta alipäästösuodattimesta sekä DSP:stä, jossa jännitesignaali skaalataan takaisin virtasignaaliksi.

Rajavärähtely (limit cycling) on tunnettu ilmiö digitaalisissa suodattimissa (Proakis & Manolakis, 1996). Digitaalisen suodattimen tai säätimen toteutuksessa tapahtuva kvantisointi tekee järjestelmästä epälineaarisen. Rekursiivisissa järjestelmissä resoluutiosta johtuvat epälineaarisuudet usein aiheuttavat jaksollista oskillointia, eli rajavärähtelyä. Rajavärähtelyt johtuvat laskennassa tapahtuvan kertomisen pyöristysvirheistä ja summaamisen ylivuotovirheistä. Proakis ja Manolakis (1996) ovat esittäneet kattavan selityksen rekursiivisten järjestelmien rajavärähtelystä.

Peterchev ja Sanders (2003) ovat tutkineet kvantisoinnin resoluution ja rajavärähtelyn yhteyttä digitaalisesti säädetyissä PWM-hakkureissa. Julkaisussa on esitetty kolme ehtoa rajavärähtelyn välttämiseksi:

- **Ehto 1:** Kaikissa tapauksissa on oltava olemassa modulaattorin taso, joka vastaa nollavirhettä. Tämä saadaan toteutettua, jos modulaattorin resoluutio on AD-muuntimen resoluutiota parempi. Peterchev ja Sanders (2003) ehdottavat, että yhden bitin ero on riittävä useimmissa sovelluksissa.
- **Ehto 2:** Vaikka ehto 1 täyttyy, rajavärähtelyä voi ilmetä. Toisen ehdon mukaan säätimellä pitää olla integroiva termi, jonka kerroin on oltava niin pieni, että se säätää pulssisuhteen askelta samassa suhteessa kuin modulaattorin vähiten merkitsevä bitti (LSB). Peterchev ja Sanders (2003) ehdottavat, että kertoimen on oltava nollan ja yhden välissä ( $0 < K_i \leq 1$ ).
- **Ehto 3:** Kolmas ehto keskittyy AD-muuntimen epälineaarisuuteen käyttämällä kuvausfunktioita (Buso & Mattavelli, 2006). Tämä tarkoittaa, että

takaisinkytkentäsilmukassa on AD-muuntimen tuottama epälineaarisuus, jota kuvataan sitä vastaavalla kuvausfunktiolla, joka vaihtelee käytettävän kvantisointimenetelmän mukaan. Kun käytetään kuvausfunktiota, Nyquistin stabiilisuuskriteerin on täyttyvä.

Vaikka kaikki ehdot täyttyisivät, rajavärähtelyä voi silti ilmetä. Tämän takia simulointi on suositeltavaa (Buso & Mattavelli, 2006).

Tässä tapauksessa vain ehto 1 täyttyy, joten rajavärähtelyn esiintyminen on todennäköistä. Säätimen integraattorin kerroin on korkeampi kuin ehdossa 2 suositellaan, jotta säädin toimii riittävällä nopeudella. Näytteistysaikojen valinnalla pystytään kuitenkin kompensoimaan tämän ehdon täyttymättömyyttä. Riittävän suurella säätimen näytteistystaajuudella saadaan minimoitua rajavärähtelyn amplitudi. Näytteistysajat valitaan liitteen 4 simulaatiomallin avulla. Niiden valinnassa pyritään minimoimaan rajavärähtelyn amplitudi, jotta polttokennoston lähtövirran väreen vaatimukset täyttyvät, ja näytteistystaajuudet, jotta mitattu signaali ei laskostu ja DSP:n laskentateho riittää.

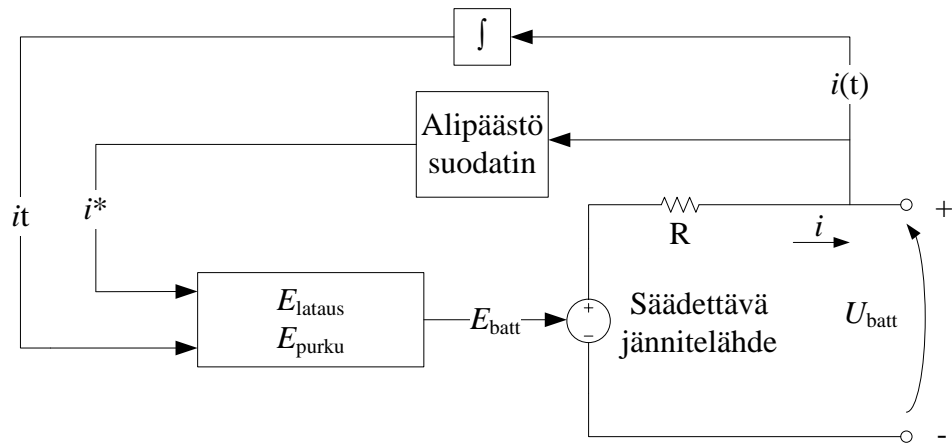
Simulointien perusteella sopiviksi näytteistysajoiksi valitaan  $T_{AD} = 0,01$  ms ja  $T_{PWM} = 0,02$  ms. FB boost hakkurin kytkentätaajuus on 50 kHz, joten AD-muuntimen näytteistystaajuudeksi valitaan 100 kHz, jotta Nyquistin näytteistysehto täyttyy. DSP:n laskentatehon riittävyttä voidaan yksinkertaisesti arvioida prosessorin kellotaajuuden, säätösyklin suoritustaajuuden ja säätösyklin suoritukseen kuluvan ajan perusteella. Käytettävän prosessorin kellotaajuus on 168 MHz ja säätösyklin suoritustaajuus 50 kHz, jolloin säädön käytettävissä olevien kellojaksojen maksimimäärä on

$$\frac{168 \text{ MHz}}{50 \text{ kHz}} = 3360. \quad (4.15)$$

Syklin suoritukseen kuluvaa aikaa voitaisiin mitata esimerkiksi Keil:n ULINKpro-debuggerin avulla käyttäen ETM trace-toimintoa, joka on JTAG-portin kautta toimiva supernopea tiedonsiirtolinkki. Käytettävissä ei kuitenkaan ole kyseistä debuggeria, joten syklin suoritukseen kuluvaa aikaa voidaan vain arvioida. Käytettävän PID-säätimen digitaalinen toteutus ei vaadi kuin viisi laskutoimitusta yhtä säätösykliä kohden. Koska säätimen toteutus on hyvin yksinkertainen ja käytettävissä olevien kellojaksojen maksimimäärä on 3360, voidaan todeta DSP:n laskentatehon olevan riittävä valituilla näytteistystaajuuksilla.

## 5. SÄÄDÖN TOIMINTA AKUSTON KANSSA

Tarkastellaan säädön toimivuutta akuston kanssa Simulink-simulaatiomallin avulla, joka käyttää SimPowerSystems-kirjastoa. Simulaatiomalli on esitetty liitteessä 4. Koska tulokela on mitoitettu pienelle virran väreelle, simulaatiomallissa ei käytetä tulokondensaattoreita. Tulokondensaattorien käytöllä saataisiin eliminoitua tulovirran kytkentäaajuinen väre, joka pienentäisi kennostoon johtuvia sähkömagneettisia häiriöitä. Toisaalta tulokondensaattorien käyttö myös lisää tulovirran oskillointien amplitudia hieman. Käytetään SimPowerSystems-kirjastosta löytyvää dynaamista akkumallia, jonka sijaiskytkentä on esitetty kuvassa 5.1. Sijaiskytkentä on rakennettu Tremblayn ja Dessaintin (2009) julkaisun pohjalta.



Kuva 5.1. Käytetyn akkumallin sijaiskytkentä. (Tremblay & Dessaint, 2009)

Mallin toiminta latausmoodissa perustuu yhtälöön

$$E_{lataus} = E_0 - K \frac{Q}{Q-it} it - K \frac{Q}{it-0,1Q} i^* + Ae^{-Bit}, \quad (5.1)$$

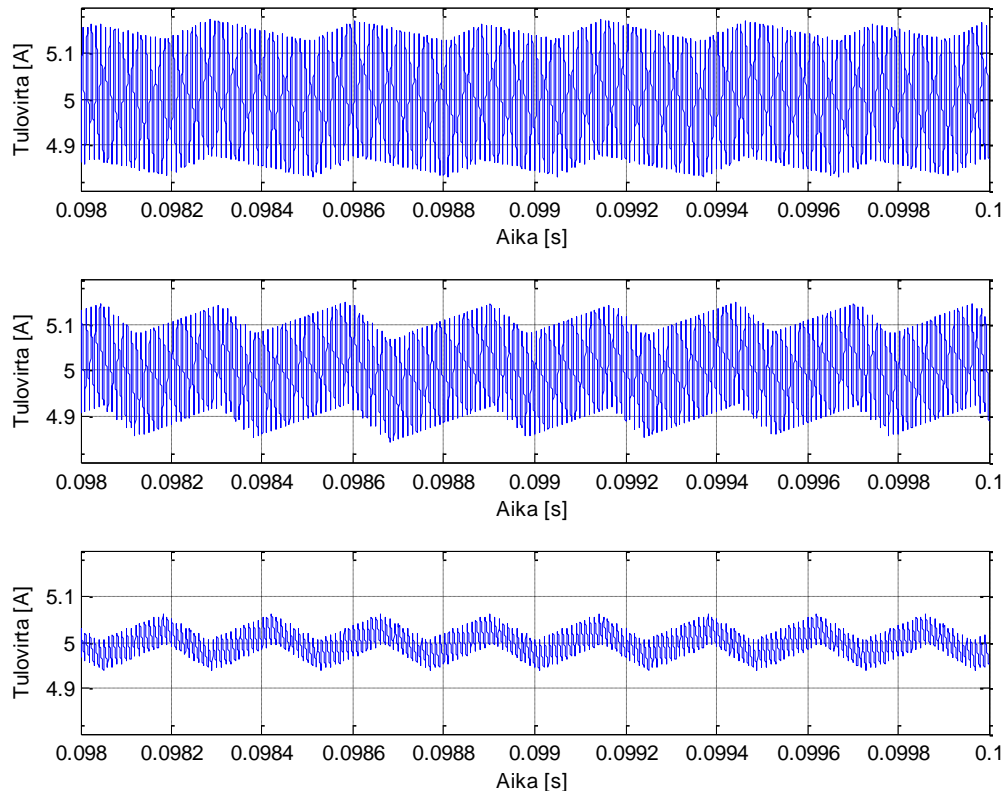
ja vastaavasti purkumoodissa

$$E_{purku} = E_0 - K \frac{Q}{Q-it} (it + i^*) + Ae^{-Bit}, \quad (5.2)$$

missä  $E_0$  on akun vakiojännite,  $K$  polarisaatioresistanssi,  $Q$  akun kapasiteetti,  $it$  akun varaus,  $A$  eksponentiaalisen jännitealueen amplitudi,  $B$  eksponentiaalisen jännitealueen aikavakion käänteisluku ja  $i^*$  suodatettu virta (Tremblay & Dessaint, 2009). Kun yhtälöistä (5.1) ja (5.2) vähentää akun sisäisen resistanssin aiheuttaman jännitehäviön, saadaan akun jännite  $U_{batt}$ . Akkumallissa käytetään European Batteries:n 45 Ah:n akuston datalehdessä löytyviä parametreja (European Batteries, 2012).

## 5.1 Rajavärähtely

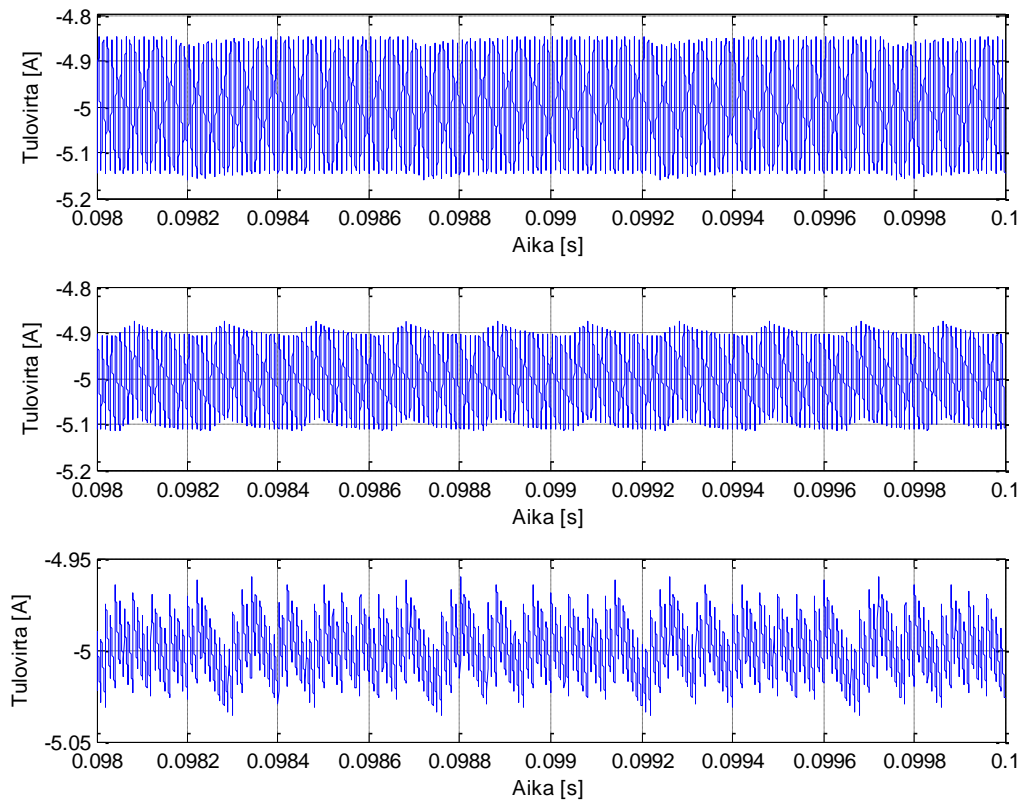
Tarkastellaan seuraavaksi säätöjärjestelmän aiheuttamaa rajavärähtelyä. Kuvassa 5.2 on esitetty hakkurin tulovirta latausmoodissa erilaisilla tulojännitteillä, kun virtareferenssi on 5 A ja kuormana käytetään Simulink:n dynaamista akkumallia.



Kuva 5.2. Hakkurin simuloitu tulovirta latausmoodissa, kun virtareferenssi on 5 A. Ylimmässä kuvassa tulojännite on 180 V, keskimmaisessä 240 V ja alimmassa 300 V.

Hakkurin tulovirrassa esiintyy simuloinneissa rajavärähtelyä jokaisella tulojännitteellä. 180 V:n tulojännitteellä taajuus on noin 3,1 kHz ja amplitudi noin 48 mA, eli 0,95 % tulovirran suuruudesta. Vastaavasti 240 V:n tulojännitteellä taajuus on noin 3,6 kHz ja amplitudi noin 80 mA eli 1,6 % tulovirrasta, ja edelleen 300 V:n tulojännitteellä taajuus on noin 4,2 kHz ja amplitudi noin 45 mA eli 0,90 %. Tulojännitteen suuruus siis vaikuttaa rajavärähtelyn taajuuteen ja sen amplitudiin. Voidaan todeta, että rajavärähtelyn amplitudi ja taajuus pysyvät latausmoodissa polttokennolle ei-haitallisen virran väreen rajoissa, eikä rajavärähtely täten vaurioita polttokennoa.

Tarkastellaan seuraavaksi tulovirran rajavärähtelyä purkumoodissa. Kuvassa 5.3 on esitetty hakkurin tulovirta purkumoodissa erilaisilla kuormaimpedansseilla, kun virtareferenssi on -5 A ja akuston jännite 51,2 V.

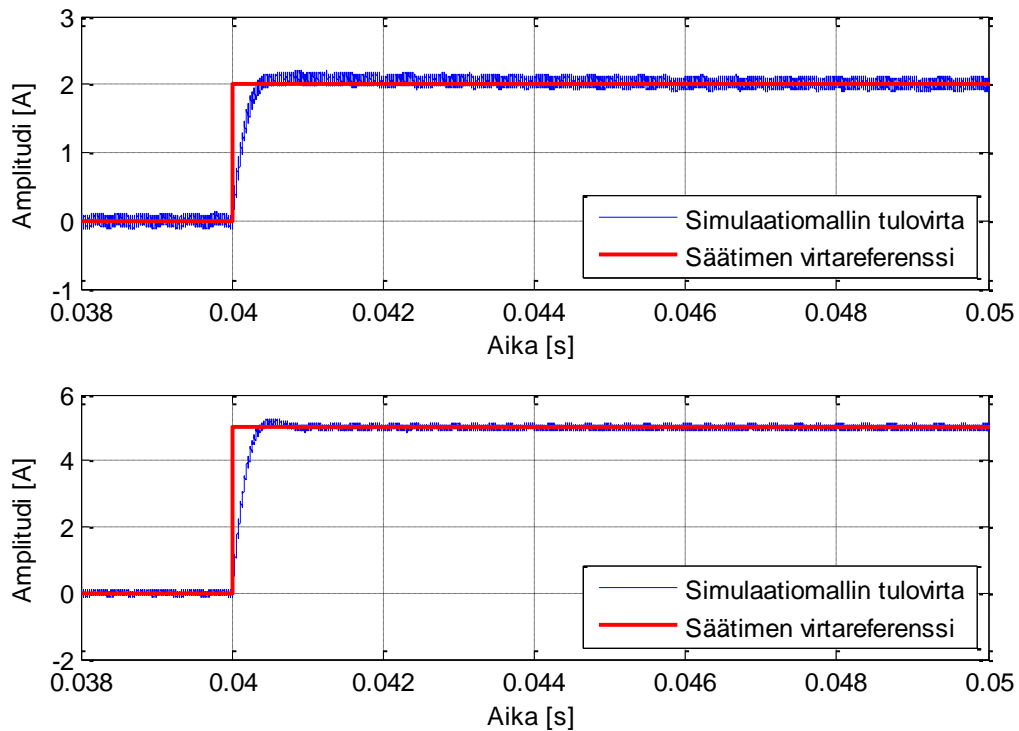


Kuva 5.3. Hakkurin simuloitu tulovirta purkumoodissa, kun virtareferenssi on -5 A. Kuormaimpedanssi on ylimmässä kuvassa 36  $\Omega$ , keskimmaisessä 48  $\Omega$  ja alimmassa 60  $\Omega$ , jolloin kuorman yli oleva jännite on 180 V, 240 V ja 300 V.

Kuvasta nähdään, että 36  $\Omega$ :n ja 48  $\Omega$ :n kuormalla tulovirrassa esiintyy jaksollista rajavärähtelyä. 36  $\Omega$ :n kuormalla rajavärähtelyn taajuus on noin 1,9 kHz ja amplitudi noin 22 mA, vastaavasti 48  $\Omega$ :n kuormalla taajuus on noin 5 kHz ja amplitudi noin 31 mA. 60  $\Omega$ :n kuormalla sen sijaan ei esiinny jaksollista rajavärähtelyä, vaan epäsäännöllistä värähtelyä, jonka amplitudi on noin 74 mA. Simulointien perusteella voidaan todeta, että myös purkumoodissa rajavärähtely pysyy ei-haitallisen virran väreen rajoissa.

## 5.2 Askelvaste

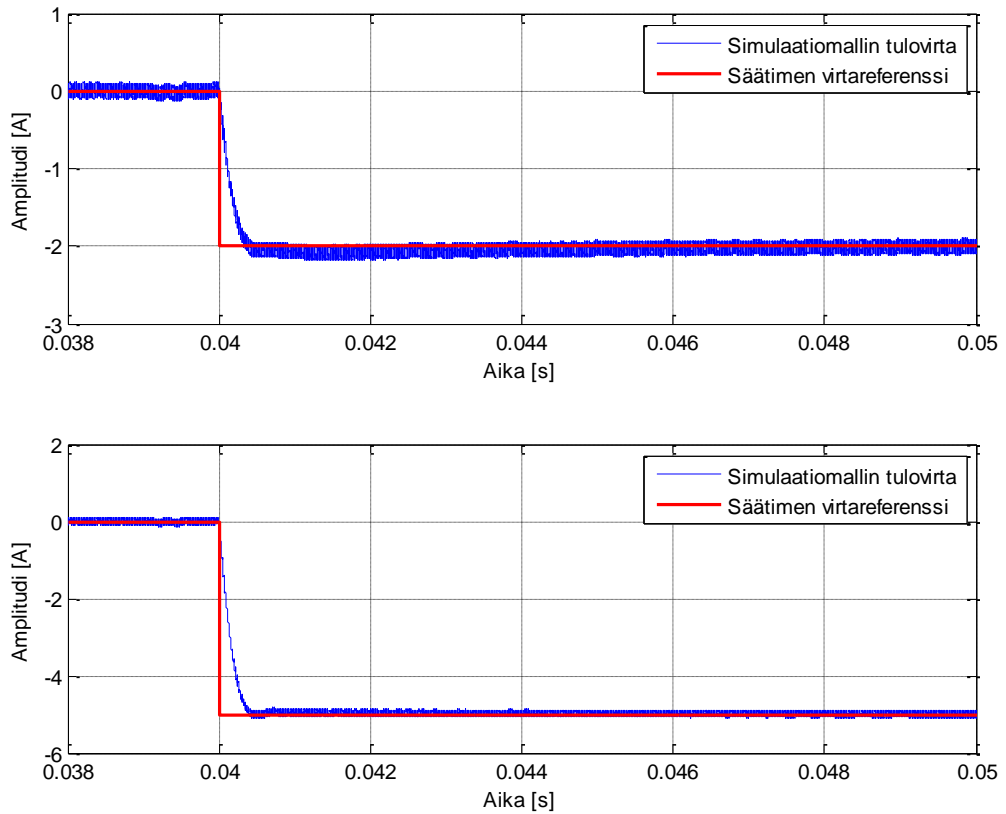
Tarkastellaan seuraavaksi kuinka hyvin säätö pystyy seuraamaan virtareferenssin askelmaisia muutoksia. Kuvassa 5.4 on esitetty latausmoodin simuloitut askelvasteet hakkurin nimellisellä tulojännitteellä, 240 V.



Kuva 5.4. Hakkurin simuloitu tulovirta latausmoodissa erisuuruisilla virtareferenssin askelmaisilla muutoksilla. Ylemmässä kuvassa on 2 A:n askelvaste ja alemmassa kuvassa 5 A:n askelvaste ajanhetkellä 0,04 s.

Kuvasta nähdään, että molemmissa askelvasteissa tulovirta asettuu muuttuneeseen virtareferenssiin noin 0,5 ms:ssa. Molemmissa askelvasteissa kuitenkin tapahtuu ylitystä, 2 A:n tapauksessa ylitys on noin 5 % ja 5 A:n tapauksessa noin 3,5 %. Jatkuvuustilassa tulovirta seuraa virtareferenssiä rajavärähtelyä lukuun ottamatta moitteettomasti.

Tarkastellaan seuraavaksi säädön toimintaa virtareferenssin askelmaiseen muutokseen purkumoodissa. Kuvassa 5.5 on esitetty simuloitut askelvasteet akuston nimellisjännitteellä, 51,2 V, ja 51,2  $\Omega$ :n kuormaimpedanssilla.

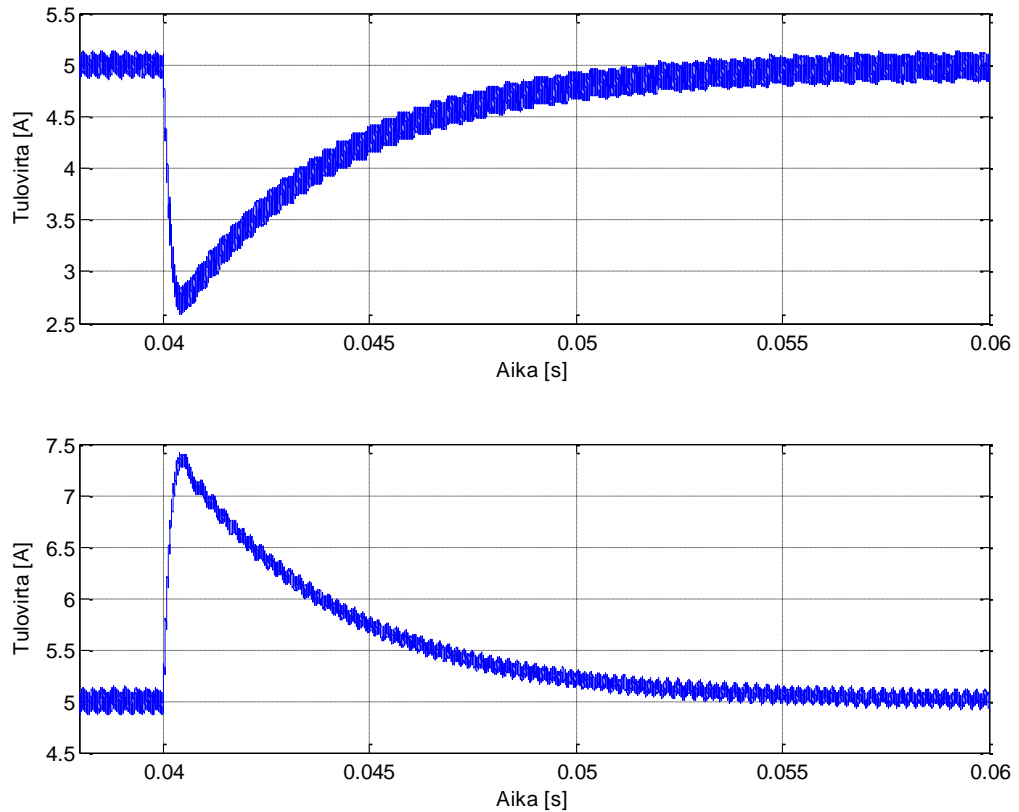


Kuva 5.5. Hakkurin simuloitu tulovirta purkumoodissa erisuuruisilla virtareferenssin askelmaisilla muutoksilla. Ylemmässä kuvassa on 2 A:n askelvaste ja alemmassa kuvassa 5 A:n askelvaste ajanhetkellä 0,04 s.

Molemmissa askelvasteissa tulovirran asettumisaika on noin 0,5 ms, kuten latausmoodissakin. 2 A:n askelvasteessa on noin 4,5 %:n ylitys, sen sijaan 5 A:n askelvasteessa ylitystä ei ole ollenkaan. Molemmissa tapauksissa tulovirta seuraa virtareferenssiä moitteettomasti, kun ei huomioida säätimen aiheuttamaa rajavärähtelyä.

### 5.3 Polttokennon jännitteen muutoksen vaikutus latausmoodissa

Tarkastellaan seuraavaksi miten tulojännitteen muutos vaikuttaa tulovirtaan latausmoodissa, kuva 5.6.

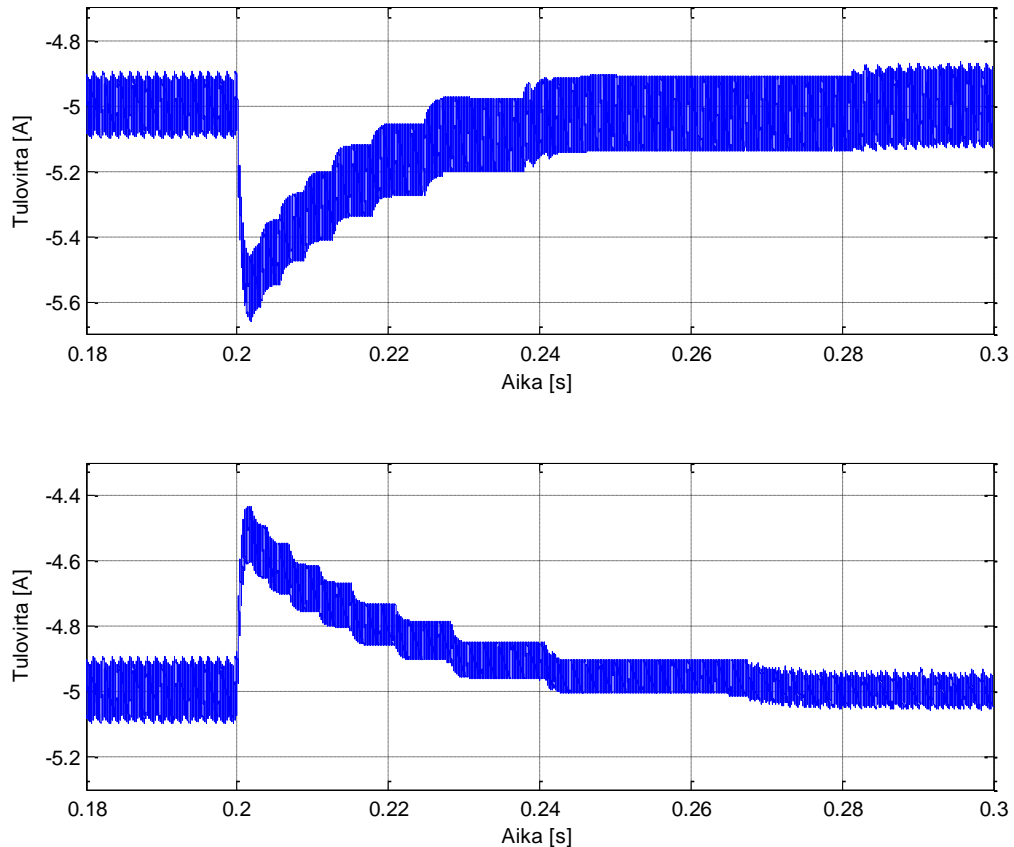


Kuva 5.6. Hakkurin simuloitu tulovirta erisuuruisilla tulojännitteen askelmaisilla muutoksilla latausmoodissa. Ylemmässä kuvassa tulojännite muuttuu 240 V:sta 210 V:iin ja alemmassa kuvassa 240 V:sta 270 V:iin ajanhetkellä 0,04 s.

Molemmissa tapauksissa tulovirrassa tapahtuu merkittävä, miltei 2,5 A, muutos. Tulovirta asettuu takaisin referenssiarvoon noin 20 ms:n kuluttua. Säätimen vaste tulojännitteen muutokseen on melko hidas, koska säädin on viritetty virtareferenssin askelvasteen minimaaliselle ylitykselle.

#### 5.4 Kuormaimpedanssin muutoksen vaikutus purkumoodissa

Tarkastellaan, miten kuormaimpedanssin muutos vaikuttaa hakkurin tulovirtaan purkumoodissa, kuva 5.7.



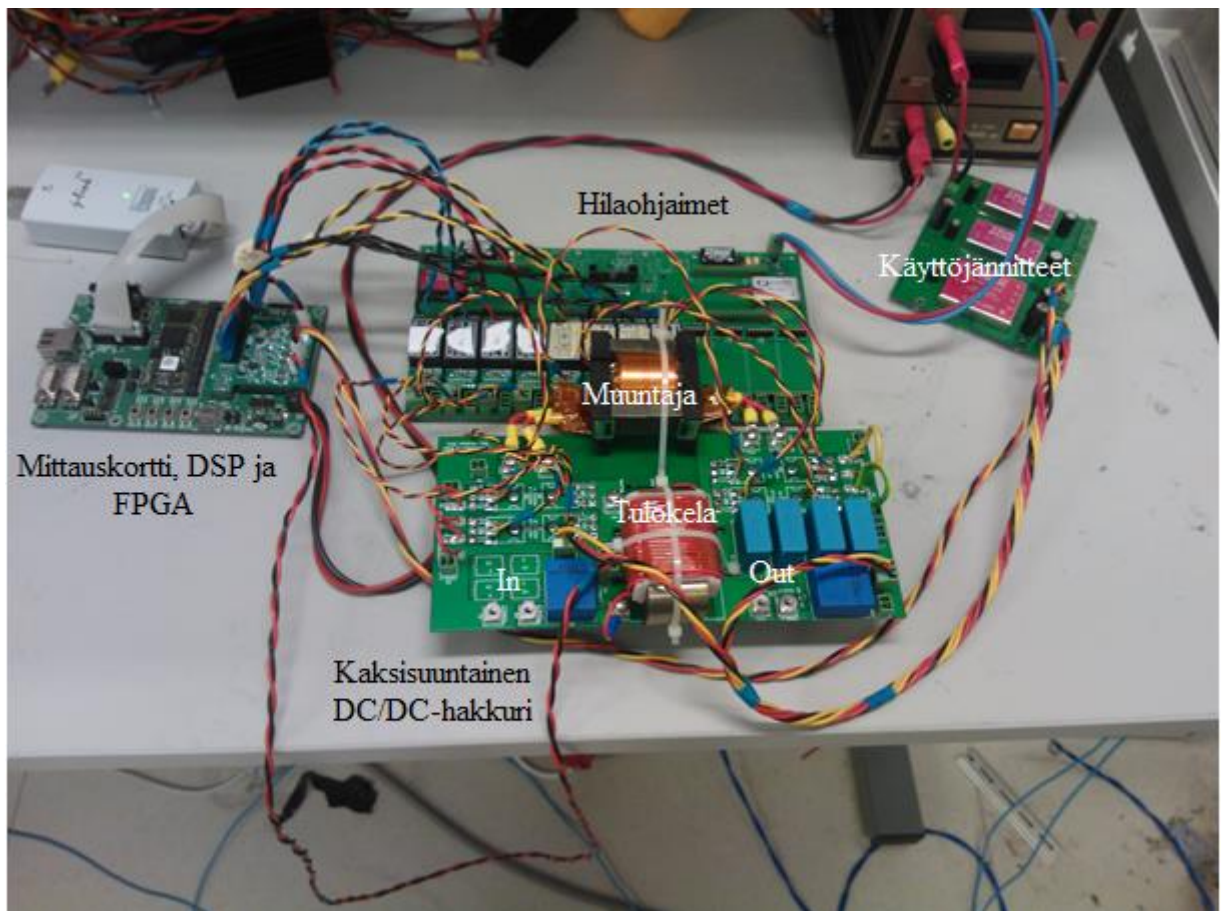
Kuva 5.7. Hakkurin simuloitu tulovirta erisuuruisilla kuormaimpedanssin askelmaisilla muutoksilla purkumoodissa. Ylemmässä kuvassa kuorma muuttuu  $48 \Omega$ :sta  $42 \Omega$ :iin ja alemmassa kuvassa  $48 \Omega$ :sta  $54 \Omega$ :iin ajanhetkellä 0,2 s.

Kuvasta nähdään, että kuorman pienentyessä tulovirran muutos on noin 0,6 A, ja vastaavasti kuorman kasvaessa muutos on noin 0,5 A. Kuorman pienentyessä tulovirta asettuu referenssiarvoon noin 90 ms:n kuluttua ja kuorman kasvaessa noin 70 ms:n kuluttua.

## 6. SÄÄDÖN TOIMINTA RESISTIIVISELLÄ KUORMALLA

Tarkastellaan säädön toimivuutta resistiivisellä kuormalla simulaatiomallin ja prototyypimittausten avulla, koska ajanpuutteen ja akuston oheislaitteiden teknisten rajoitteiden vuoksi akustoa ei saatu integroitua prototyyppiin. Simulaatiomalli pohjautuu liitteessä 4 esitettyyn malliin sillä erotuksella, että latausmoodissa akusto korvataan resistiivisellä kuormalla ja purkumoodissa ideaalisella jännitelähteellä.

1 kW:n prototyypin säädön fyysinen toteutus ei ole optimaalinen, kuva 6.1, minkä vuoksi FB boost –topologialle ominaisen kovan kytkennän aiheuttamat sähkömagneettiset häiriöt korostuvat entisestään. Hilaohjainten ohjausalustassa ei ole kytketty DSP:n sisäisiä A/D-muuntimia ulkoisiin liittimiin, jonka takia mittaukset ja ohjaus jouduttiin toteuttamaan Xynergy<sup>XS</sup>-emolevyllä, joka on erillään hilaohjainten ohjausalustasta. Emolevy kytkettiin hilaohjaimiin kohtalaisen pitkillä kaapeleilla, jolloin hilasignaalien häiriöalttius kasvoi kierreytistä pareista huolimatta.

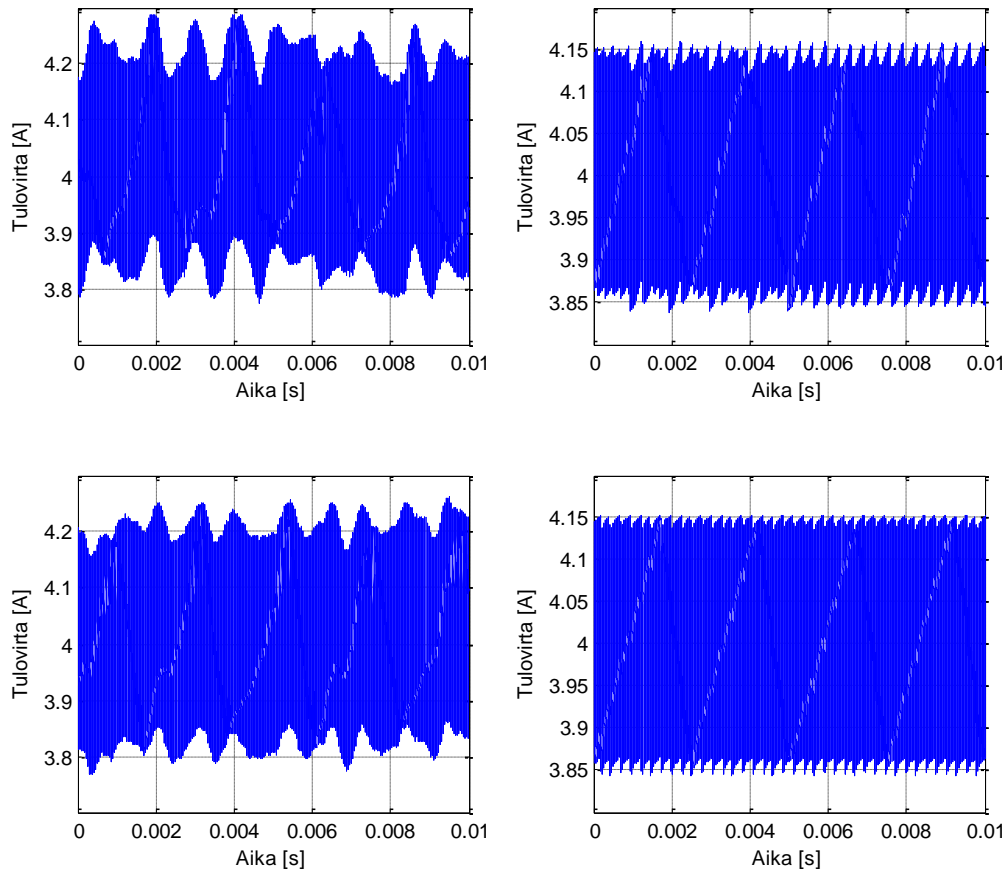


Kuva 6.1. Virtasäädetyin kaksisuuntaisen FB boost –topologian prototyypitoteutus.

Prototyypissä käytettyjen toisiokytkinten maksimihila-lähdejännite on  $\pm 20$  V ja hilaohjainten lähtöjännite  $\pm 15$  V. Purkumoodissa käytetyn jännitelähteen lähtöjännitteen muutokset ovat askelmaisia, jonka takia hilasignaaleihin kytkeytyy jännitettä muutettaessa ylijännitetransientteja, jotka korostuvat korkeammilla nielu-lähdejännitteillä. Nämä ylijännitteet polttavat toisiokytkinten hilat, jonka takia mittauksissa ei ajanpuutteen takia käytetty 20 V:ia suurempia tulojännitteitä, joten purkumoodin prototyypimittaukset rajoittuvat tässä diplomityössä vain säätökonseptin toimivuuden todistamiseen. Latausmoodissa käytetyn jännitelähteen lähtöjännitteen muutokset ovat hitaampia, joten jännitelähteen ominaisuuksista johtuvia ylijännitetransientteja ei esiinny. Prototyypistä saadaan siis käytettyä nimellisyjännitteellä, 240 V, joten voidaan testata säädön toimintaa oikeassa toimintatilassa.

## 6.1 Rajavärähtely

Tarkastellaan aluksi säätimen aiheuttamaa rajavärähtelyä latausmoodissa. Kuorman resistanssi on  $3,53 \Omega$  ja virtareferenssi 4 A, kuva 6.2.

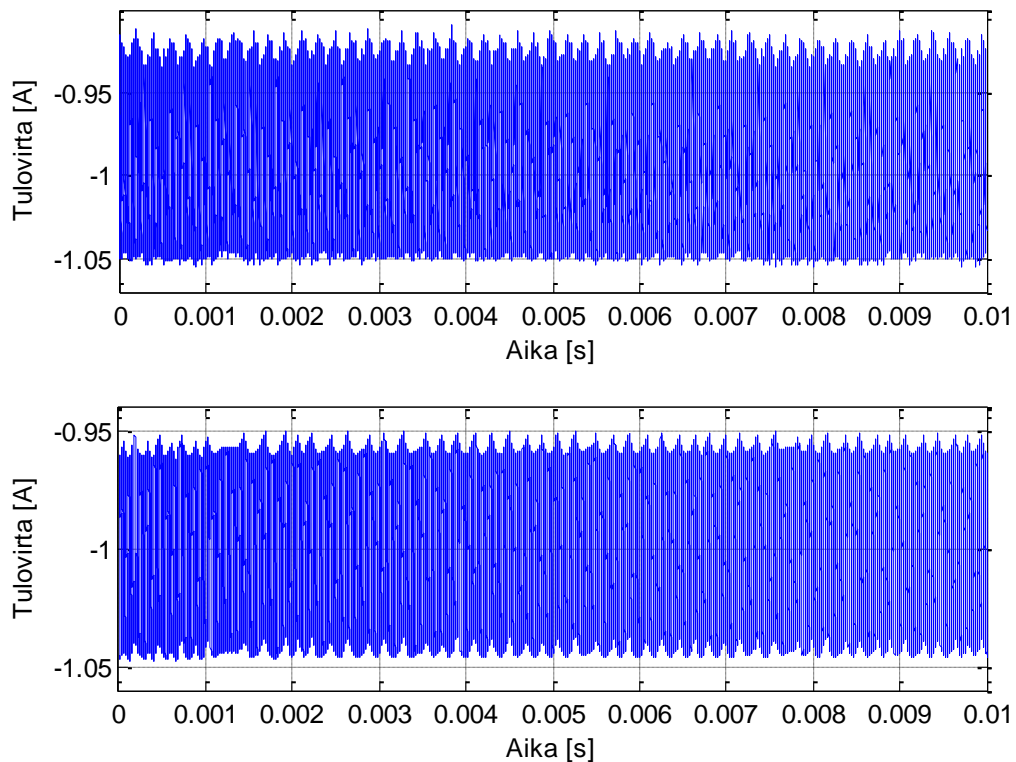


Kuva 6.2. Virtasäätetyn FB boost –hakkurin tulovirta latausmoodissa, kun virtareferenssi on 4 A. Ylärivillä tulojännite on 180 V ja alarivillä 240 V, vastaavasti vasemmassa sarakkeessa on prototyypin mitatut, ja oikeassa sarakkeessa simuloitut virrat.

Kuvasta nähdään, että mitattujen ja simuloitujen tulovirtojen rajavärähtelyt poikkeavat toisistaan. 180 V:n tulojännitteellä mitatun tulovirran rajavärähtelyn amplitudi on noin 160 mA ja taajuus noin 1 kHz, kun taas simuloitu amplitudi on noin 30 mA ja taajuus noin 2,9 kHz. 240 V:n tulojännitteellä mitattu amplitudi on noin 85 mA ja taajuus noin 1,3 kHz, vastaavasti simuloitu amplitudi on noin 25 mA ja taajuus noin 3,8 kHz. Nämä erot johtunevat prototyypin aiheuttaman EMI:n kytkeytymisestä tulovirran mittaukseen, joka aiheuttaa pulssisuhteen arvoon värettä. Vaikka prototyypin tulovirran rajavärähtely on

simuloitua tapausta suurempaa, myös mitattu rajavärähtely pysyy polttokennolle ei-haitallisen virran väreen rajoissa.

Tarkastellaan seuraavaksi tulovirran rajavärähtelyä purkumoodissa. Käytettävän kuorman resistanssi on  $52,85 \Omega$ , virtareferenssi  $-1 \text{ A}$  ja tulojännite  $15,5 \text{ V}$ , kuva 6.3.

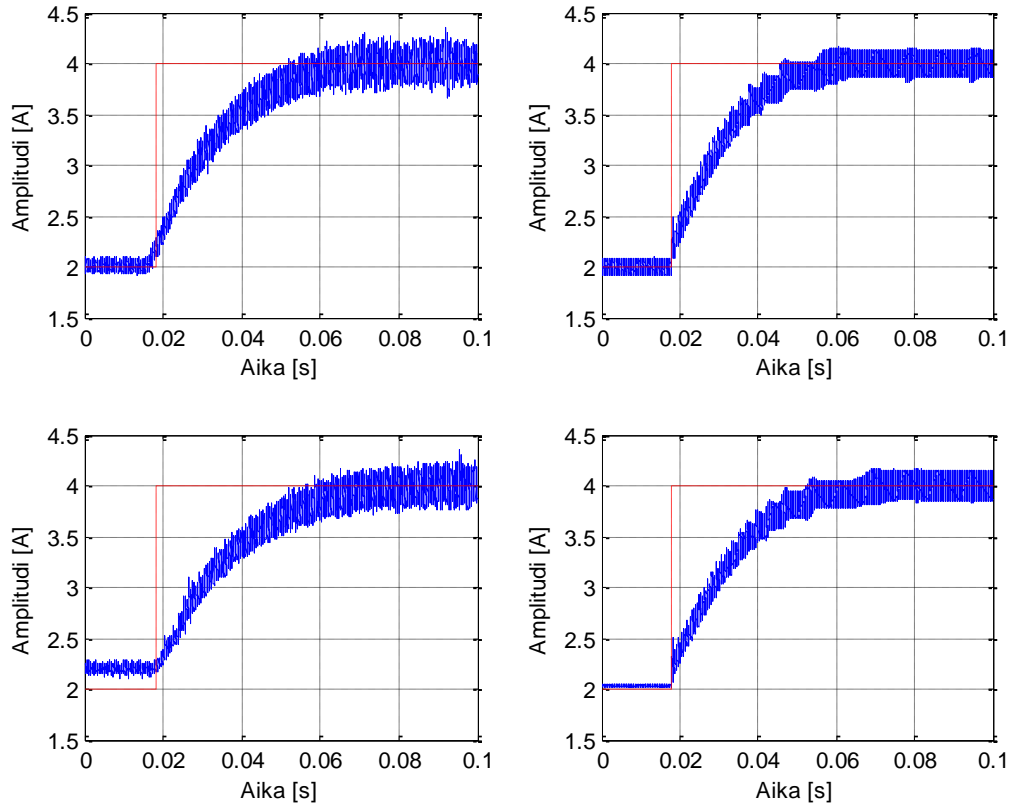


Kuva 6.3. Virtasäädetyin FB boost –hakkurin tulovirta purkumoodissa, kun virtareferenssi on  $-1 \text{ A}$ . Ylemmässä kuvassa on prototyypin mitattu ja alemmassa kuvassa simuloitu tulovirta.

Kuvan perusteella voidaan todeta, että mitatun ja simuloitun tulovirran rajavärähtely on hyvin samankaltaista. Mitatun tulovirran rajavärähtelyn amplitudi on noin  $25 \text{ mA}$  ja simuloitun amplitudi noin  $8 \text{ mA}$ . Molemmissa tapauksissa rajavärähtelyn taajuus on noin  $5 \text{ kHz}$ . Mitattu ja simuloitu rajavärähtely vastaavat toisiaan hyvin, koska käytetty tulojännite on niin pieni, ettei hakkurin aiheuttama EMI vaikuta merkittävästi tulovirran mittaukseen.

## 6.2 Askelvaste

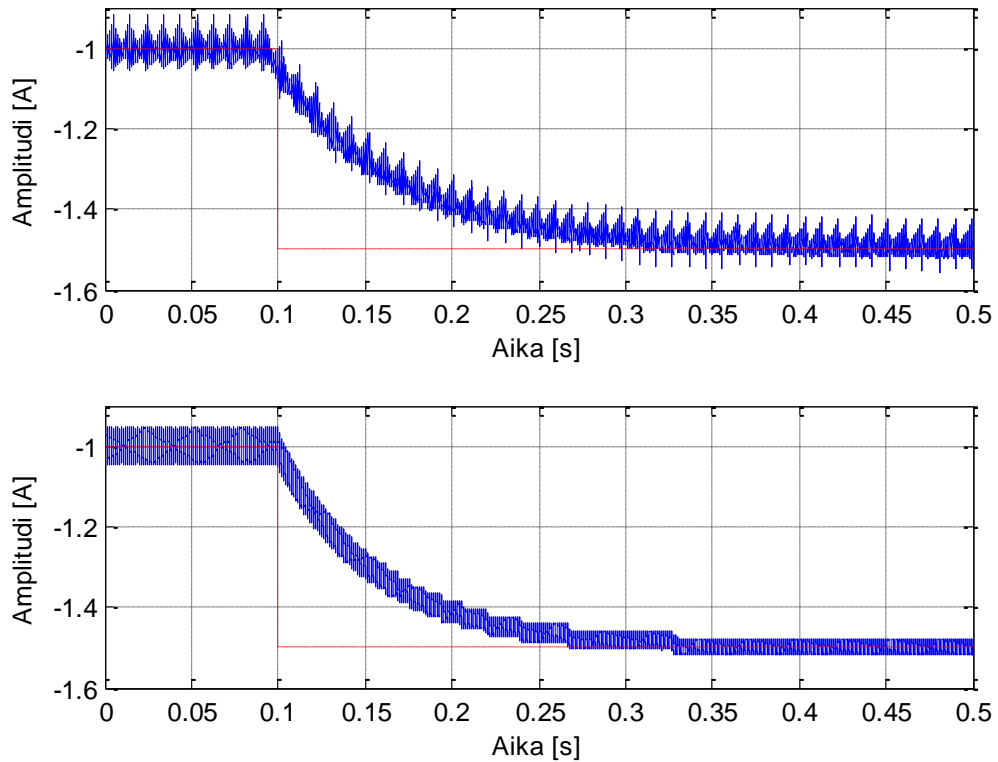
Vertaillaan seuraavaksi prototyypin mitatun ja simuloidun tulovirran askelvasteita. Latausmoodin askelvasteet on esitetty kuvassa 6.4, ja käytetty kuorma on  $3,53 \Omega$ .



Kuva 6.4. Virtasäädetyin FB boost –hakkurin tulovirta latausmoodissa, kun virtareferenssissä tapahtuu 2 A:n askelmainen muutos ajanhetkellä 0,018 s. Yläriivillä tulojännite on 180 V ja alariivillä 240 V, vastaavasti vasemmassa sarakeessa prototyypin mitatut ja oikeassa sarakeessa simuloidut tulovirrat.

Kuvan 6.4 perusteella voidaan todeta, että sekä mitatut, että simuloidut askelvasteet vastaavat toisiaan tarkasti, ja kaikissa askelvasteissa asettumisaika on noin 65 ms. 240 V:n tulojännitteellä prototyypin tulovirta ei kuitenkaan pääse aivan virtareferenssiin 2 A asti, joka johtuu pulssisuhteen minimiarvosta ( $D=0,51$ ), vaan minimipulssisuhteella tulovirta on noin 2,2 A. Muuten askelvasteet ovat samanlaiset eri tulojännitteillä, joten voidaan todeta säädön toimivan halutulla tavalla eri tulojännitteillä.

Tarkastellaan seuraavaksi säädön toimivuutta purkumoodissa. Kuvassa 6.5 on esitetty tulovirran askelvaste, kun tulojännite on 15,5 V ja kuorma  $52,85 \Omega$ .

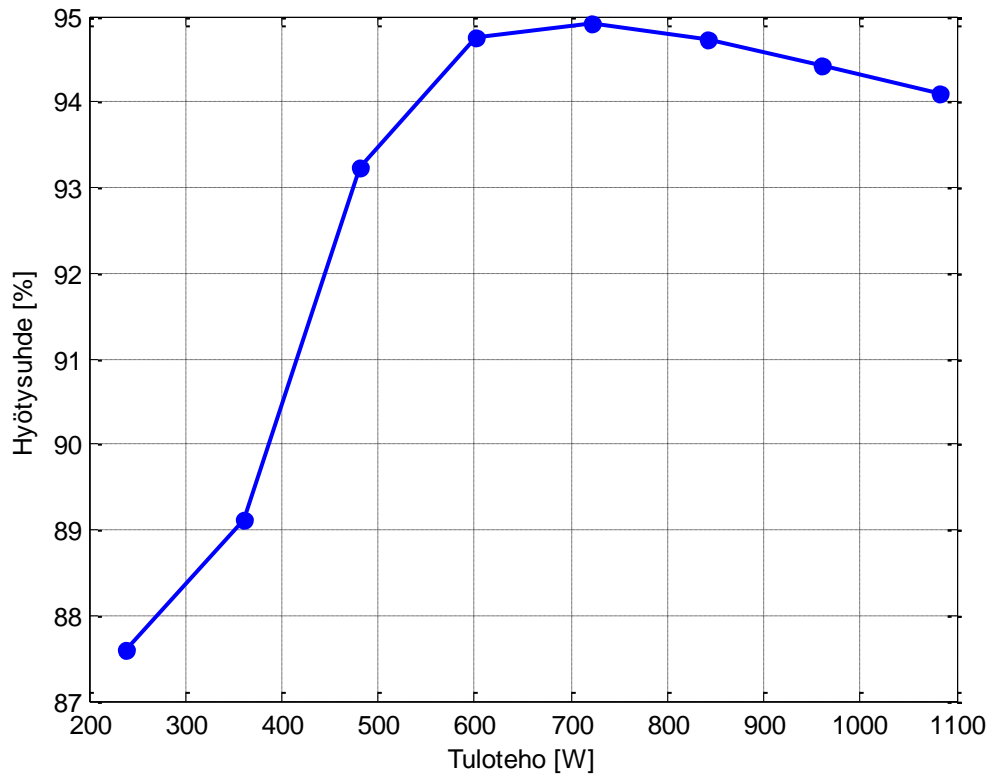


Kuva 6.5. Virtasäädetyin FB boost –hakkurin tulovirta purkumoodissa, kun virtareferenssissä tapahtuu  $-0,5$  A:n askelmainen muutos ajanhetkellä  $0,1$  s. Ylemmässä kuvassa on prototyypin mitattu ja alemmassa kuvassa simuloitu tulovirta.

Kuvasta nähdään, että mitattu ja simuloitu tulovirta täsmäävät. Molemmissa tapauksissa tulovirran asettumisaika on noin  $300$  ms. Mitatussa tulovirrassa näyttää olevan suurta värettä, joka johtuu oskilloskoopin rajallisesta datapisteiden määrästä,  $100000$ . Todellisuudessa mitatun tulovirran väre mukailee kuvaa 6.3. Voidaan siis todeta säätökonseptin toimivan myös purkumoodissa.

### 6.3 Hyötysuhde

Prototyypin hyötysuhde on mitattu ajanpuutteen vuoksi vain latausmoodissa. Latausmoodin hyötysuhde on esitetty kuvassa 6.6.



Kuva 6.6. 1 kW:n FB boost –hakkuriprototyypin mitattu hyötysuhde latausmoodissa tulotehon funktiona, kun tulojännite on 240 V.

Prototyypin maksimihyötysuhde saavutetaan 3 A:n tulovirralla, eli 720 W:n tuloteholla, jolloin hyötysuhde on 94,92 %. Vastaavasti minimihyötysuhde saavutetaan 1 A:n tulovirralla, eli 240 W:n tuloteholla, jolloin hyötysuhde on 87,59 %. Nimellisteholla, 1 kW, prototyypin hyötysuhde on noin 94,3 %. Lisäksi prototyypin hyötysuhde on yli 94 % tehoalueella 550...1100 W.

## 7. JOHTOPÄÄTÖKSET

FB boost –topologia saadaan toteutettua kaksisuuntaisena, mutta se ei ole optimaalisin topologiavaihtoehto kaksisuuntaiseksi DC/DC-hakkuriksi. Kovan kytkennän takia FB boost –topologia aiheuttaa merkittävästi EMI:ä, ja muuntajan hajainduktanssin minimointi on hyötysuhteen kannalta erittäin tärkeässä roolissa, koska hajainduktanssin kasvaessa myös kytkentähäviöt kasvavat. Pehmeän kytkennän omaava topologia olisi parempi vaihtoehto sekä EMI:n, että kytkentähäviöiden kannalta.

### 7.1 FB boost –topologian mallintaminen

Luodun analyttisen mallin paikkansapitävyyttä arvioitiin vertailemalla analyttisen mallin, simulaatiomallin sekä rakennetun prototyypin tulovirran askelvasteita. Analyttisen mallin ja simulaatiomallin dynamiikka täsmäsivät, mutta prototyypin ja analyttisen mallin askelvasteissa oli jonkin verran eroa. Tästä huolimatta luotu analyttinen malli on riittävän tarkka säädön suunnittelua varten.

### 7.2 Säädön suunnittelu

Säädettäväksi suureeksi valittiin hakkurin tulovirta, ja säätötavaksi valittiin keskiarvovirtasäätö. Säätimen suunnittelussa käytettiin hyväksi Sunin ja Bassin (1999) esittelemää suoraviivaista keskiarvovirtasäädön suunnitteluesimerkkiä. Säätojärjestelmän rakenteen ansiosta säädin voitiin toteuttaa perinteisenä PI-säätimenä.

Säädin viritettiin luodun analyttisen mallin avulla, ja säätimen virityksessä painotettiin tulovirran askelvasteen minimaalista ylitystä ja jatkuvuustilan pientä matalataajuista virran värettä. Säätojärjestelmän fyysinen toteutus aiheuttaa signaalien kvantisoitumista, joka johti tulovirran rajavärähtelyyn. Rajavärähtely saatiin kuitenkin minimoitua näytteistysaikojen valinnalla.

### 7.3 Säädön simulointi ja prototyypimittaukset

Säädön toimintaa testattiin simuloimalla hakkuria sekä akuston, että resistiivisen kuorman kanssa. Prototyypimittaukset suoritettiin resistiivisellä kuormalla käytettäväksi suunnitellun akuston oheislaitteiden teknisten rajoitteiden takia. Lisäksi prototyypä

ehdittiin käyttämään nimellisellä tulojännitteellä vain latausmoodissa, joten purkumoodin prototyypimittauksilla pystyttiin vain toteamaan säätökonseptin toimivuus, muttei arvioimaan säädön toimintaa hakkurin nimellisasteissa.

Akuston kanssa simuloitaessa säätö toimii jatkuvuustilassa ja virtareferenssin muutostilanteissa halutulla tavalla. Sen sijaan tulojännitteen muutostilanteessa tulovirran vaste on melko hidas. Resistiivisellä kuormalla sekä simulointien, että prototyypimittausten perusteella säätö toimii halutulla tavalla sekä jatkuvuustilassa, että virtareferenssin muutostilanteissa. Tulojännitteen askelmaista muutosta ei voitu mitata käytetyn jännitelähteen ominaisuuksien takia. Lisäksi resistiivisellä kuormalla suoritettujen simulointien ja mittausten tehtiin akustolle viritetyllä PI-säätimellä. Kaiken kaikkiaan voidaan todeta oikein viritetyn PI-säätimen olevan riittävän hyvä normaalitilanteissa, mutta erikoistilanteissa, kuten tulojännitteen äkillisessä muutostilanteessa, tarvittaisiin epälineaarista ja tehokkaampaa säätötapaa, esimerkiksi liukuvan moodin säätöä, jotta saavutettaisiin nopeampi nousu takaisin virtareferenssin arvoon ilman tulovirran ylitystä ja oskillointia. Koska kytkinten ohjausperiaate on sama sekä lataus-, että purkumoodissa, virran kulun suuntaa voi vaihtaa PI-säätimen virtareferenssin etumerkkiä muuttamalla, mikäli toisiossa käytetään akustoa ja ensiossa polttokennoston rinnalla on kuormaimpedanssi, kuvan 1.1 tapauksessa yksisuuntainen DC/DC-hakkuri.

1 kW:n FB boost -hakkuriprototyypin hyötysuhde mitattiin latausmoodissa, ja maksimihyötysuhteeksi saatiin 94,92 % 720 W:n tuloteholla. Vastaavasti minimihyötysuhteeksi saatiin 87,59 % 240 W:n tuloteholla. Mitattu hyötysuhde on parempi kuin Zhun (2006) julkaisussa koko tehoalueella, mutta Zhun julkaisun korkeamman muuntosuhteen ja rinnakkaisten kytkinten käytön vaikutus vaikeuttaa suoraa vertailua. Zhun julkaisun hakkuriprototyyppi on 3 kW:n suojauspiirillinen FB boost, ja sen hyötysuhde boost-moodissa on 79...93 %. Rakennettu prototyyppi kuitenkin häviää hyötysuhteessa Tanin ym. (2012) sekä Chenin ym. (2010) julkaisujen DAB-topologiaan perustuville prototyypeille. Rakennetun prototyypin hyötysuhdetta saataisiin parannettua muun muassa hilavastusten optimoinnilla ja muuntajan hajainduktanssin minimoinnilla. Lisäksi hyötysuhteeseen vaikuttaa huomattavasti myös käytettyjen transistorien johtavuustilan resistanssi, mutta ajanpuutteen vuoksi lupaavimmat transistorit, muun muassa IPW65R019C7 CoolsMOS-transistori, jäivät testaamatta.

## 8. YHTEENVETO

Polttokenno on yksi yleisimmistä vaihtoehtoisista hajautetun sähköntuotannon energialähteistä. Polttokennon kytkeminen sähköverkkoon vaatii tehoelektroniikkaa, ja yleensä yksinkertaisessa polttokennosovelluksessa polttokenno kytketään galvaanisesti erottavan yksisuuntaisen DC/DC-hakkurin ja vaihtosuuntaajan kanssa sarjaan. Polttokennon rinnalla voidaan käyttää akkua tasaamaan polttokennon syöttämää jännitettä, jolloin akun ja polttokennon väliin tarvitaan kaksisuuntainen DC/DC-hakkuri, joka pystyy siirtämään energiaa molempiin suuntiin.

Tämän diplomityön tavoitteena oli mallintaa kaksisuuntainen FB boost –tasavirtahakkuri, ja toteuttaa siihen soveltuva säätö. Lisäksi tarkasteltiin julkaistujen kaksisuuntaisten tasavirtahakkureiden käyttökohteita ja topologioita.

Tässä diplomityössä on esitetty tilayhtälö-keskiarvostusmenetelmään perustuva kaksisuuntaisen DC/DC-hakkurin tilayhtälömalli, sekä malliin perustuva virtasäätö. Hakkurin mallinnuksessa rajoituttiin tarkastelemaan hakkurin toimintaa jatkuvalla tulokelan virralla, CCM.

Hakkurin epälineaarisuuden takia keskiarvostettu tilayhtälömalli linearisoitiin nimelliseen toimintapisteeseen säätösuunnittelun helpottamiseksi. Lisäksi linearisoitua tilayhtälömallia yksinkertaistettiin Hankel-singulaariarvoihin perustuvalla approksimointimenetelmällä. Tällä tavalla saatiin kuvattua alkuperäinen viidennen kertaluvun malli toisen kertaluvun mallina ilman hakkurimallin dynamiikan muuttumista.

Hakkurin virtasäätö toteutettiin keskiarvovirtasäätönä. Säätimeksi valittiin PI-säädin, ja se viritettiin luodun analyttisen mallin avulla. Säätimen vaatimuksiksi asetettiin tulovirran askelvasteen minimaalinen ylitys sekä matalataajuisen virran väreiden minimointi, jottei säätimen toiminta edesauta polttokennon nopeaa ikääntymistä.

Säädön toimintaa testattiin ensin simuloimalla, jonka jälkeen säädin toteutettiin C-kielellä digitaaliseen signaaliprosessorille. Lopuksi säädön toimintaa testattiin rakennetun 1 kW:n prototyypin avulla.

Työn tuloksena syntyi tilayhtälömalli kaksisuuntaiselle FB boost –hakkurille, sekä sen tulovirran säätämiseen soveltuva PI-säädin. PI-säädin toimii normaalitilanteissa hyvin, mutta erikoistilanteissa vaadittaisiin tehokkaampi säädin.

Jatkotutkimuksena hakkurin simulaatiomalliin tulisi mallintaa polttokenno ideaalisen jännitelähteen sijasta, koska polttokennon sähköiset aikavakiot eroavat ideaalisen jännitelähteen aikavakioista huomattavasti. Tämän lisäksi polttokennon jännite muuttuu kuormitusvirran funktiona. Tällöin säädin voitaisiin optimoida sekä virtareferenssin, että tulojännitteen muutostilanteisiin. Lisäksi olisi syytä pohtia, olisiko purkumoodin säätö järkevämpää toteuttaa säätämällä esimerkiksi akuston lähtövirtaa polttokennon lähtövirran sijaan. Työssä esitetyn FB boost –topologian hyötysuhde voidaan saada korkealle tasolle, jopa 98,2 % (Nyman & Andersen, 2009), kovasta kytkennästä huolimatta, mutta kovien kytkentöjen aiheuttamiin sähkömagneettisiin häiriöihin ja niiden vaikutuksiin tulisi perehtyä, mikäli topologiaa sovellettaisiin todellisessa käyttöympäristössä. Prototyypimittaukset resistiivisellä kuormalla vaativat lisää työtä molemmissa moodeissa, etenkin purkumoodissa. Lisäksi tärkeimpänä jatkotutkimuksen kohteena olisi prototyypimittaukset akuston kanssa.

## LÄHTEET

Åström, K. & Wittenmark, B., 1997. *Computer-controlled systems, theory and design*. Kolmas toim. New Jersey: Prentice-Hall.

Buso, S. & Mattavelli, P., 2006. *Digital control in power electronics - Synthesis lectures on power electronics*. 1. toim. : Morgan & Claypool.

Chen, W., Rong, P. & Lu, Z., 2010. Snubberless Bidirectional DC-DC Converter With New CLLC Resonant Tank Featuring Minimized Switching Loss. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(9), pp. 3075-3086.

European Batteries, 2012. *EB 45 Ah datasheet*. [Online] Saatavilla:  
[http://www.europeanbatteries.com/content/download/419/2648/file/EB\\_dataheet\\_EV45AH\\_v4.pdf](http://www.europeanbatteries.com/content/download/419/2648/file/EB_dataheet_EV45AH_v4.pdf) [Haettu 15 1 2013].

Glover, K., 1984. All Optimal Hankel Norm Approximation of Linear Multivariable Systems, and Their L-error Bounds. *International Journal of Control*, 39(6), pp. 1145-1193.

Haataja, J. et al., 2002. *Numeeriset menetelmät käytännössä*. ISBN 952-9821-81-6 ed. Helsinki: Picaset Oy.

Hankaniemi, M., 2007. *Dynamical Profile of Switched-Mode Converter - Fact or Fiction?*, Tampereen teknillinen yliopisto: Väitöskirja.

Hynynen, K., 2000. *Hakuriteholähteen säädön suunnittelu*, Lappeenrannan teknillinen yliopisto: Diplomityö.

Jain, M., Daniele, M. & Jain, P., 2000. A Bidirectional DC-DC Converter Topology for Low Power Application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15(4), pp. 595-606.

Krismer, F. & Kolar, J., 2012. Efficiency-Optimized High-Current Dual Active Bridge Converter for Automotive Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(7), pp. 2745-2760.

LeSage, B., 2001. Solid oxide fuel cell products for telecom applications. *Telecommunications Energy Conference INTELEC*, pp. 667-670.

Liang, Y., Oruganti, R. & Oh, T., 1995. Design considerations of power MOSFET for high frequency synchronous rectification. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 10(3), pp. 388-395.

Li, J.-R., Wang, F. H. & White, J. K., 1999. An efficient Lyapunov equation-based approach for generating reduced-order models of interconnect. *Design Automation Conference*, pp. 1-6.

Lim, W., Choi, B. & Sun, J., 2005. Comparative performance evaluation of current-mode controls adapted to asymmetrically-driven bridge-type pulse-width modulated DC-to-DC converters. *Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC*, Osa/vuosikerta 2, pp. 1179-1185.

Middlebrook, R. & Cuk, S., 1976. A General Unified Approach to Modelling Switching-converter Power Stages. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 73-86.

National Energy Technology Laboratory, 2004. *Fuel Cell Handbook*. 7. toim. Morgantown(West Virginia): U.S. Department of Energy Office of Fossil Energy.

Nyman, M. & Andersen, M., 2008. A new approach to high efficiency in isolated boost converters for high-power low-voltage fuel cell applications. *Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC*, pp. 127-131.

Nyman, M. & Andersen, M., 2010. High-Efficiency Isolated Boost DC-DC Converter for High-Power Low-Voltage Fuel-Cell Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(2), pp. 505-514.

Nyman, M. & Andersen, M. A. E., 2009. A New Very-High-Efficiency R4 Converter for High-Power Fuel Cell Applications. *International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pp. 997-1001.

Nyman, M. et al., 2009. What is the best converter for low voltage fuel cell applications - A buck or boost?. *Proceedings of Industrial Electronics Society IECON*, pp. 962-970.

Oates, C. D. M., Crookes, R., Pyke, S. H. & Leah, R., 2002. Power conditioning for solid oxide fuel cells. *International Conference on Power Electronics, Machines and Drives*, pp. 12-17.

Ouyang, Z., Zhang, Z., Thomsen, O. C. & Andersen, M. A., 2011. Planar-Integrated Magnetics (PIM) Module in Hybrid Bidirectional DC-DC Converter for Fuel Cell Application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(11), pp. 3254-3264.

Peng, F., Li, H., Su, G.-J. & Lawler, J., 2004. A New ZVS Bidirectional DC-DC Converter for Fuel Cell and Battery Application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(1), pp. 54-65.

Peterchev, A. & Sanders, S., 2003. Quantization resolution and limit cycling in digitally controlled PWM converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 18(1), pp. 301-308.

Pradhan, S. K., Mazumder, S. K., Hartvigsen, J. & Hollist, M., 2007. Effects of electrical feedbacks on planar solid oxide fuel cell. *Journal of fuel cell science and technology*, 4(2), pp. 154-166.

Proakis, J. G. & Manolakis, D. G., 1996. *Digital Signal Processing - Principles, Algorithms and Applications*. 3. toim. New jersey: Prentice-Hall Inc.

Riipinen, T. ym., 2008. Requirements for power electronics in solid oxide fuel cell system. *13th Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2008*, pp. 1233-1238.

Sabate, J. ym., 1990. Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switching PWM converter. *Conference Proceedings, APEC '90*, pp. 275-284.

Safonov, M. G. & Chiang, R. Y., 1998. A Schur Method for Balanced Model Reduction. *American Control Conference*, pp. 1036-1040.

Sarén, H., 2005. *Analysis of the voltage source inverter with small dc-link capacitor*, Lappeenrannan teknillinen yliopisto: Väitöskirja.

Scherpen, J. M. A. & Gray, W. S., 1999. On singular value functions and Hankel operators for nonlinear systems. *American Control Conference, Osa/vuosikerta 4*, pp. 2360-2364.

Sun, J. & Bass, R. M., 1999. Modeling and practical design issues for average current control. *Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC, Osa/vuosikerta 2*, pp. 980-986.

Tan, N., Abe, T. & Akagi, H., 2012. Design and Performance of a Bidirectional Isolated DC-DC Converter for a Battery Energy Storage System. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(3), pp. 1237-1248.

Tremblay, O. & Dessaint, L.-A., 2009. *Experimental Validation of a Battery Dynamic Model for EV Applications*. Stavanger, Norja, AVERE.

Väisänen, V., 2012. *Performance and scalability of isolated dc-dc converter topologies in low voltage, high current applications*, Lappeenrannan teknillinen yliopisto: Väitöskirja

Väisänen, V., Riipinen, T. & Silventoinen, P., 2010. Effects of Switching Asymmetry on an Isolated Full-Bridge Boost Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(8), pp. 2033-2044.

Wang, K., Lee, F. & Lai, J., 2000. Operation principles of bi-directional full-bridge DC/DC converter with unified soft-switching scheme and soft-starting capability. *Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC*, pp. 111-118.

Wang, K. et al., 1998. Bi-directional DC to DC converters for fuel cell systems. *Power Electronics in Transportation*, pp. 47-51.

Wang, K. et al., 2000. Design, implementation and experimental results of bi-directional full-bridge DC/DC converter with unified soft-switching scheme and soft-starting capability. *Power Electronics Specialists Conference PESC*, pp. 1058-1063.

Wu, H. ym., 2012. Full-Bridge Three-Port Converters With Wide Input Voltage Range for Renewable Power Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(9), pp. 3965-3974.

Zhang, Z., Ouyang, Z., Thomsen, O. C. & Andersen, M. A., 2012. Analysis and Design of a Bidirectional Isolated DC-DC Converter for Fuel Cells and Supercapacitors Hybrid System. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(2), pp. 848-859.

Zhu, L., 2006. A Novel Soft-Commutating Isolated Boost Full-Bridge ZVS-PWM DC-DC Converter for Bidirectional High Power Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21(2), pp. 422-429.

Zhu, L. & Xu, X., 2005. *Device and method of commutation control for an isolated boost converter*. Yhdysvallat, Patentintiro 6,937,483.

## LIITE 1 LATAUSMOODIN TILAYHTÄLÖT ERI TOIMINTATILOISSA

Yleinen tilayhtälömalli on muodoltaan

$$\begin{aligned} \dot{\underline{x}} &= \underline{A}\underline{x} + \underline{B}u \\ y &= \underline{C}\underline{x} \end{aligned} \quad (L1.1)$$

missä  $\underline{x}$  on tilavektori,  $\underline{A}$ ,  $\underline{B}$  ja  $\underline{C}$  kerroinmatriiseja sekä  $u$  tulosuure. Latausmoodissa tilavektoriksi on valittu

$$\underline{x} = [I_L \quad I_{Ci} \quad U_{Ci} \quad I_{Co} \quad U_{load}] \quad (L1.2)$$

ja tulosuureeksi

$$u = U_{FC}. \quad (L1.3)$$

Tiloja 1 ja 3 vastaavat kerroinmatriisit ovat

$$\underline{A}_{1,3} = \begin{bmatrix} \frac{-R_L - R_{sw}}{L} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{Ci}}{L_{Ci}} & -\frac{1}{L_{Ci}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_i} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{Co}}{L_{Co}} & -\frac{1}{L_{Co}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{Z_{load}C_o} \end{bmatrix}, \quad (L1.4)$$

$$\underline{B}_{1,3} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{1}{L_{Ci}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (L1.5)$$

ja

$$\underline{C}_{1,3} = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]. \quad (L1.6)$$

Vastaavasti tilojen 2 ja 4 kerroinmatriisit ovat

$$\underline{A}_{2,4} = \begin{bmatrix} \frac{-R_L - R_{sw} - R_{pri} - \frac{R_{sec} + R_{sw}}{n}}{L + L_{lkq}} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{n(L + L_{lkq})} \\ 0 & -\frac{R_{Ci}}{L_{Ci}} & -\frac{1}{L_{Ci}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_i} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{R_{sec} + R_{sw}}{nL_{Co}} & 0 & 0 & -\frac{R_{Co}}{L_{Co}} & -\frac{1}{L_{Co}} \\ \frac{1}{nC_o} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{Z_{load}C_o} \end{bmatrix}, \quad (L1.7)$$

$$\underline{B}_{2,4} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{1}{L_{Ci}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (L1.8)$$

ja

$$\underline{C}_{2,4} = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]. \quad (L1.9)$$

## LIITE 2 PURKUMOODIN TILAYHTÄLÖT ERI TOIMINTATILOISSA

Purkumoodissa tilavektoriksi on valittu

$$\underline{x} = [I_L \quad I_{Ci} \quad U_{load} \quad I_{Co} \quad U'_{Co}] \quad (\text{L2.1})$$

ja tulosuureeksi

$$u = U_{batt}. \quad (\text{L2.2})$$

Tiloja 1 ja 3 vastaavat kerroinmatriisit ovat

$$\underline{A}_{1,3} = \begin{bmatrix} \frac{-R_L - R_{sw}}{L} & 0 & -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{Ci}}{L_{Ci}} & -\frac{1}{L_{Ci}} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_i} & 0 & \frac{1}{Z_{load}C_i} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{Co}}{L_{Co}} & -\frac{1}{L_{Co}} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_o} & 0 \end{bmatrix}, \quad (\text{L2.3})$$

$$\underline{B}_{1,3} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_{Co}} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (\text{L2.4})$$

ja

$$\underline{C}_{1,3} = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]. \quad (\text{L2.5})$$

Vastaavasti tilojen 2 ja 4 kerroinmatriisit ovat

$$\underline{A}_{2,4} = \begin{bmatrix} \frac{-R_L - R_{sw} - R_{pri} - \frac{R_{sec} + R_{sw}}{n}}{L + L_{lkg}} & 0 & -\frac{1}{L + L_{lkg}} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{Ci}}{L_{Ci}} & -\frac{1}{L_{Ci}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_i} & 0 & -\frac{1}{Z_{load}C_i} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{Co}}{L_{Co}} & -\frac{1}{L_{Co}} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_o} & 0 \end{bmatrix}, \quad (\text{L2.6})$$

$$\underline{B}_{2,4} = \begin{bmatrix} \frac{1}{nL} & 0 & 0 & \frac{1}{L_{Co}} & 0 \end{bmatrix}^T \quad (\text{L2.7})$$

ja

$$\underline{C}_{2,4} = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]. \quad (\text{L2.8})$$

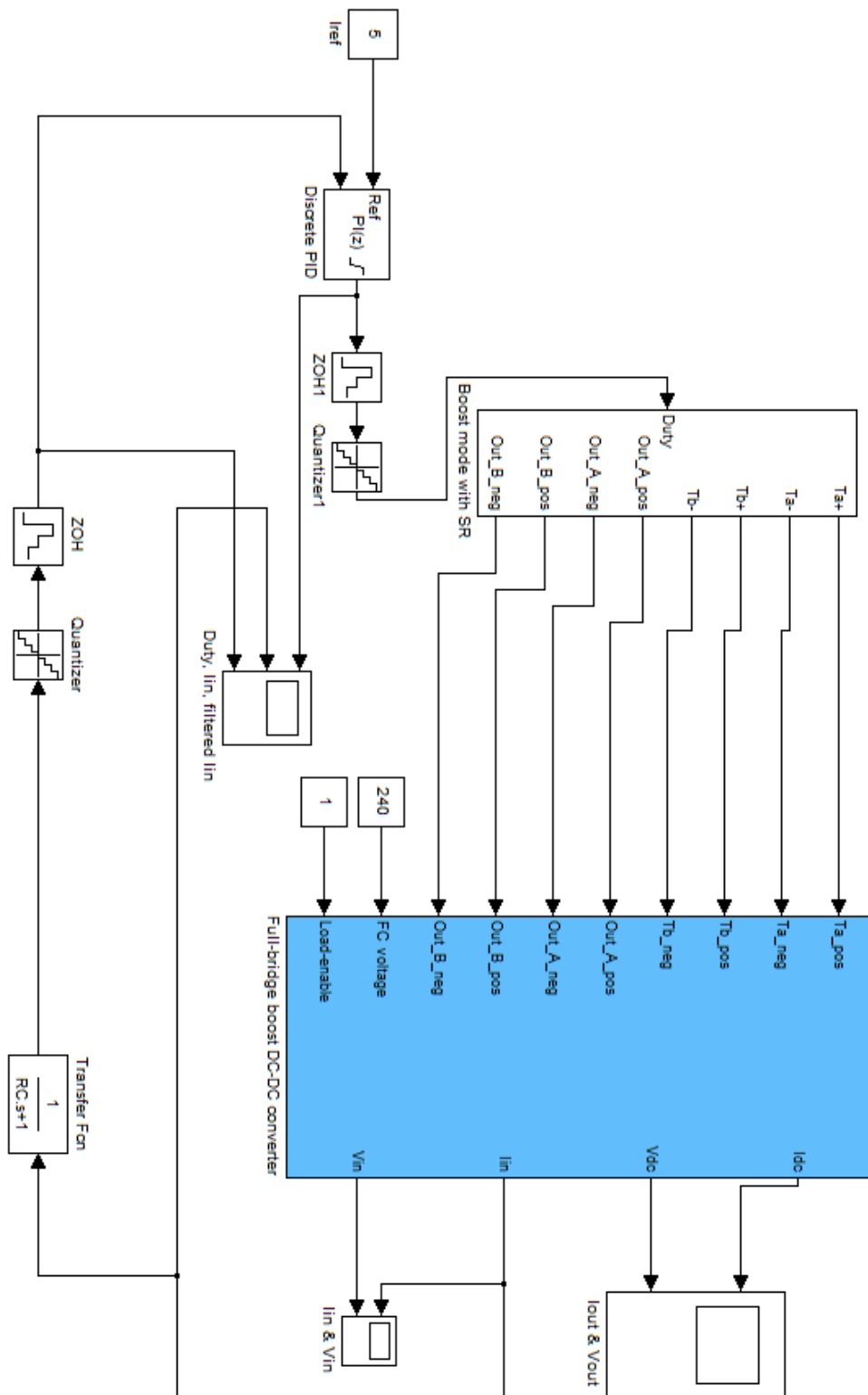
### LIITE 3 HAKKURIMALLIEN KOMPONENTTIEN ARVOT

Taulukko L3.1. Latausmodin mallin komponenttien arvot.

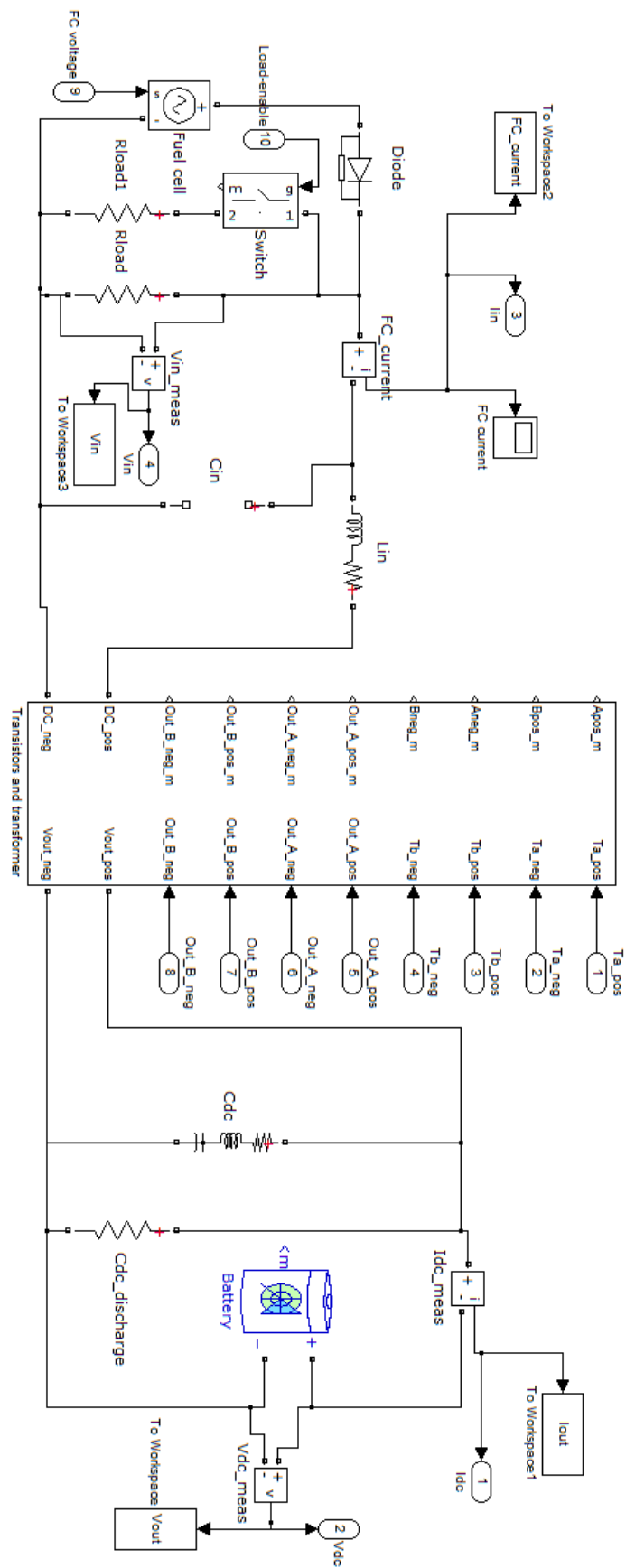
Komponentti/Suure	Arvo
Polttokennon nimellisjännite, $U_{FC}$	240 V
Akuston nimellisjännite, $U_{batt}$	60 V
Tulokondensaattori, $C_i$	4,7 $\mu$ F
Tulokondensaattorin sarjaresistanssi, $R_{Ci}$	1,5 m $\Omega$
Tulokondensaattorin sarjainduktanssi, $L_{Ci}$	20 nH
Tulokela, $L$	2,61 mH
Tulokelan sarjaresistanssi, $R_L$	0,173 $\Omega$
Kytkinten johtamistilan resistanssi, $R_{sw}$	0,14 $\Omega$
Muuntajan ensiökäämien resistanssi, $R_{pri}$	32,7 m $\Omega$
Muuntajan toisiökäämien resistanssi, $R_{sec}$	1,78 m $\Omega$
Hajainduktanssi, $L_{lkg}$	889 nH
Muuntosuhde, $n$	0,1667
Lähtökondensaattori, $C_o$	88 $\mu$ F
Lähtökondensaattorin sarjaresistanssi, $R_{Co}$	1,5 m $\Omega$
Lähtökondensaattorin sarjainduktanssi, $L_{Co}$	20 nH
Kuormaimpedanssi, $Z_{load}$	3,6 $\Omega$
Pulssisuhde, $D$	0,667

Purkumoodin mallissa käytetään muutoin samoja arvoja kuin taulukossa L3.1, sillä erotuksella että pulssisuhde on  $D=0,333$  ja kuormaimpedanssi  $Z_{load}=51,2 \Omega$ .

**LIITE 4 KÄYTETTY SIMULINK-SIMULAATIOMALLI**



Kuva L4.1. Säättösilmukan simulaatiomalli.



Kuva L4.2. Kokosiltaboost-tasavirtahakurin simulaatiomalli.

## LIITE 5      PROTOTYYPPIMITTAUKSISSA KÄYTETTY KALUSTO

- Latausmoodin jännitelähde:      Delta Eletronika SM 300-10 D 300 V/10 A
- Purkumoodin jännitelähde:      Sorensen SGI 3U 60 V/250 A
- Käytetty oskilloskooppi:      LeCroy LC574A
- Oskilloskoopin virtamittapää:      LeCroy AP105,  
tarkkuus      0...15 A  $\pm 1$  %
- Ensiövirta:      Fluke 187 –yleismittari,  
tarkkuus      0,15 % + 0,02 mA
- Toisiovirta:      Fluke 187 –yleismittari, mitataan 2,5 m $\Omega$   
shunttivastuksen yli olevaa jännitettä,  
tarkkuus      0,1 % + 0,02 mV
- Toisiojännite latausmoodissa:      Fluke 187 –yleismittari,  
tarkkuus      5...50 V 0,03 % + 0,003 V  
50...500 V 0,1 % + 0,02 V