

LAPPEENRANNAN TEKNILLINEN YLIOPISTO

Teknillinen tiedekunta

Sähkötekniikan koulutusohjelma

**TASAJÄNNITETASON NOSTO
POLTTOKENNOSOVELLUKSESSA**

Työn tarkastajat: Professori Pertti Silventoinen

DI Vesa Väisänen

Työn ohjaaja: Professori Pertti Silventoinen

Lappeenrannassa 24.3.2009

Paavo Mustonen

Korpimetsänkatu 10 C 3

53850 Lappeenranta

Puh: 041-4696529

TIIVISTELMÄ

Lappeenrannan teknillinen yliopisto

Teknillinen tiedekunta

Sähkötekniikan koulutusohjelma

Paavo Mustonen

Tasajännitetaso nosto polttokennosovelluksessa

Diplomityö 2009

57 sivua, 34 kuvaa, 6 taulukkoa ja 4 liitettä.

Tarkastajat: Professori Pertti Silventoinen

DI Vesa Väisänen

Hakusanat: Tasajännitetaso nosto, kokosiltahakkuri, hyötysuhde, hajautettu energiantuotanto, polttokenno

Polttokennojen, erityisesti SOFC-kennojen, tutkimuksessa on viime vuosina saavutettu merkittäviä edistysaskelia ja mahdollisuudet kennojen laajamittaiseen hyödyntämiseen paranevat koko ajan. Polttokennojen yleistyessä tarvitaan tehoelektroniikkaa muokkaamaan kennojen tasajännite verkkoon sopivaksi vaihtojännitteeksi. Verkkovaihtosuuntaaja vaatii korkeamman jännitetaso, kuin polttokennosta on saatavissa, joten tasajännitetasoa on ensin nostettava.

Tässä diplomityössä esitellään kolme eri hakkuritopologiaa ja perehdytään kokosiltahakkurin optimointiin. Hakkurin pääasialliset häviölähteet olivat toision diodisilta ja transistorit. Diodien vaihtaminen piidiodeista piikarbididiodeihin ei parantanut hyötysuhdetta, koska toision jännite tarkastellussa sovelluksessa oli matala. Muuntajan käämiminen litz-johtimella paransi hyötysuhdetta merkittävästi.

ABSTRACT

Lappeenranta University of Technology
Faculty of Technology
Degree Programme in Electrical Engineering

Paavo Mustonen

Boosting of DC-voltage in Fuel Cell Application

Master's thesis

2009

57 pages, 34 pictures, 6 tables and 4 appendices.

Examiners: Professor Pertti Silventoinen
M.Sc Vesa Väisänen

Keywords: boosting of DC-voltage, full-bridge converter, efficiency, distributed generation, fuel cell

Research on fuel cells, especially solid oxide fuel cells, has taken significant steps forward, and opportunities to exploit fuel cells in a larger scale are getting better. There is an increasing need for high-efficiency power electronics as fuel cells become more and more popular. However, voltage source inverters needs higher DC voltage level than the fuel cell can provide, and therefore we have to raise the level of DC voltage.

In this Master's thesis, three different converter topologies are introduced and, a full-bridge converter is further examined. The main loss sources of the converter were the diode bridge in the secondary and the transistors. Replacing Si diodes with SiC diodes did not have any effect on the efficiency of the converter, because the voltage level in the secondary was low. Instead, changing the round wire of transformer windings into litz wire significantly improved efficiency of the converter.

ALKUSANAT

Tämä diplomityö on tehty Lappeenrannan teknillisessä yliopistossa POTE-projektissa. Kiitokset kaikille projektissa työskennelleille mukavista hetkistä niin työn parissa kuin vapaa-ajallakin.

Haluan erityisesti kiittää Pertti Silventoista ja Vesa Väisästä mielenkiintoisesta aiheesta ja hyvistä neuvoista. Kiitokset myös DI Tomi Riipiselle ohjauksen toteuttamisesta dSpace-ympäristöön.

Lopuksi haluan kiittää avopuolisoani Hannaa pitkistä hermoista ja hyvistä neuvoista diplomityön suhteen.

Lappeenrannassa 24.3.2009

Paavo Mustonen

SISÄLLYSLUETTELO

1. JOHDANTO.....	4
1.1 POLTTOKENNON TOIMINTAPERIAATE	4
1.2 POLTTOKENNOTUTKIMUKSEN NYKYTILANNE	6
1.3 HAKKURITOPOLOGIA.....	7
1.3.1 Flyback.....	8
1.3.2 Forward	9
1.3.3 Kokosilta	10
1.4 MITTAUKSET.....	15
1.4.1 Mittausperiaatteet.....	15
1.4.2 Mittausepävarmuudet	15
1.5 EPÄIDEAALISUUDET JA HÄVIÖLÄHTEET.....	16
1.6 TYÖN TAVOITE.....	20
2. SIMULOINTIMALLI.....	21
2.1 MALLIN EPÄIDEAALISUUDET	21
2.2 HÄVIÖIDEN LASKENTAAN KÄYTETYT YHTÄLÖT.....	21
2.3 SIMULOINTIMALLIN HÄVIÖBUDJETTI PIIDIODEILLA	22
2.4 PIIKARBIDIDIODIT.....	26
3. PROTOTYYPPI.....	29
3.1 PROTOTYYPIN OHJAUS.....	30
4. TULOKSET	33
4.1 PIIDIODIT	33
4.2 PIIKARBIDIDIODIT.....	37
4.3 LITZ-JOHTIMINEN MUUNTAJA.....	39
4.4 LÄMPÖKAMERAKUVAT HAKKURISTA	44
5. JOHTOPÄÄTÖKSET	47
LÄHDELUETTELO	49
LIITTEET	54

KÄYTETYT MERKINNÄT JA LYHENTEET

B	Magnettivuon tiheys
C	Kapasitanssi
d	Nielu
D	Käyttöjakso
D_n	Diodi
f	Taajuus
g	Hila
I	Virta, tehollisarvo
L	Induktanssi
P	Teho
Q	Transistori
R	Resistanssi
s	Lähde
T	Kytkenäjakson pituus, aika, lämpötila
u	Jännite, hetkellisarvo
U	Jännite, tehollisarvo
W	Watti, tehon yksikkö

ALAINDEKSIT

(AV)	Keskiarvo
(ON)	Johtotila
(RMS)	Tehollisarvo
AC	Vaihtosuure
control	Ohjaussignaali
CORE	Sydän
D_SW	Diodin kytkentä
DS	Nielu-lähde
F	Lasku, myötäsuuntainen
GD	Hila-Nielu
GS	Hila-lähde

in	Tulo
L	Induktanssi
out	Lähtö
P	Ensiö
pl	Plateau
r	Sydänmateriaalin ekvivalenttinen
R	Nousu, estosuuntainen
RR	Esto
s	Kytkejajakso, sarja
S	toisio
sw	Kytkenä
th	Kynnys
tri	Kolmioaalto
w	Käämitys

LYHENTEET

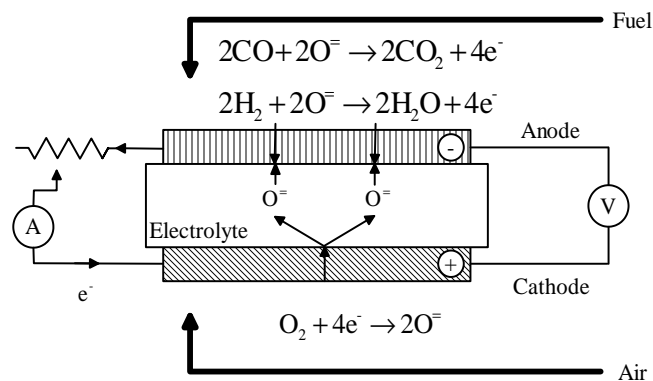
AC	Alternating Current
A/D	Analog to Digital
DC	Direct Current
ESR	Equivalent Series Resistance
FPGA	Field-Programmable Gate Array
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
LSB	Least Significant Bit
MOSFET	Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor
PWM	Pulse Width Modulation
SiC	Silicon Carbide
SOFC	Solid Oxide Fuel Cell
ZVS	Zero Voltage Switching

1. JOHDANTO

Polttokennotutkimus on ottanut suuria harppauksia viimeisen 30 vuoden aikana. Vähentyneet öljyvarat sekä ilmaston lämpeneminen ovat ajaneet tutkijat etsimään saasteetonta tapaa tuottaa energiaa. Polttokenno mahdollistaisi puhtaan energiantuotannon. (Yamamoto 1999). Tämän vuoksi polttokennojen uskotaan yleistyvän runsaasti lähitulevaisuudessa. Polttokennoja voidaan käyttää monissa eri sovelluksissa suurista sähkölaitoksista pieniin kannettaviin latureihin.

1.1 Polttokennon toimintaperiaate

Polttokenno muuttaa kemiallista energiaa suoraan sähköenergiaksi. Polttoaineena voidaan käyttää joko vetyä tai erilaisia hiilivety-yhdisteitä riippuen polttokennon tyypistä. Kuvassa 1 on esitetty polttokennon toimintaperiaate. Jos polttoaineena käytetään pelkkää vetyä, päästöt ovat puhdasta vettä. Polttokennot jaotellaan yleensä elektrolyytin mukaan. (Riipinen 2008).

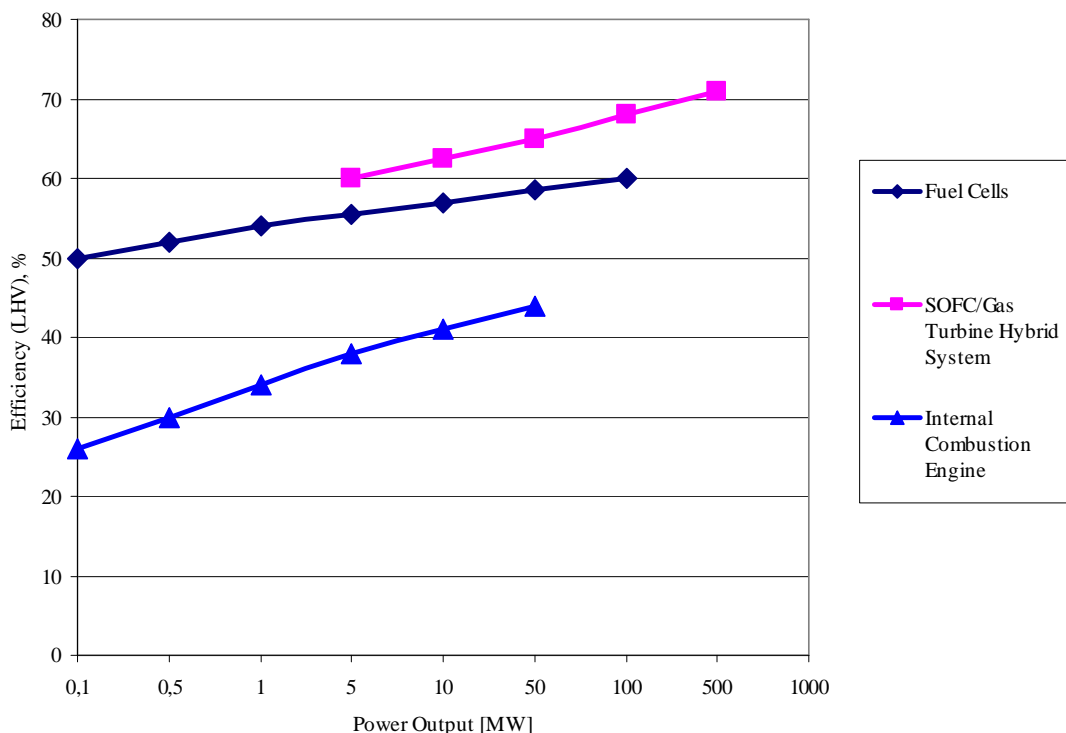


Kuva 1. Polttokennon toimintaperiaate. Polttoaine tuodaan anodille jossa polttoaine hapettuu, jolloin vapautuu elektroneja. Elektronit johdetaan ulkoisen kuorman kautta katodille. Katodilla esimerkiksi ilmasta otettu happi ionisoituu ja happi-ionit kulkevat elektrolyytin läpi anodille. (Riipinen 2008; Ellis 2001; EG&G 2004).

Yhden polttokennon jännite on suurimmillaankin vain yhden voltin luokkaa. Tämän takia useita polttokennoja pitää kytkeä sarjaan, jotta saavutetaan tarpeeksi korkea lähtöjännite esimerkiksi tehoelektroniikalle, jolla polttokennon tasasähkö muokataan verkkoon sopivaksi vaihtosähköksi. Toisaalta yhden kennon matala jännite helpottaa polttokennojen soveltamista myös matalatehoisiin tasasähköllä toimiviin sovelluksiin, esimerkiksi pieniin latureihin.

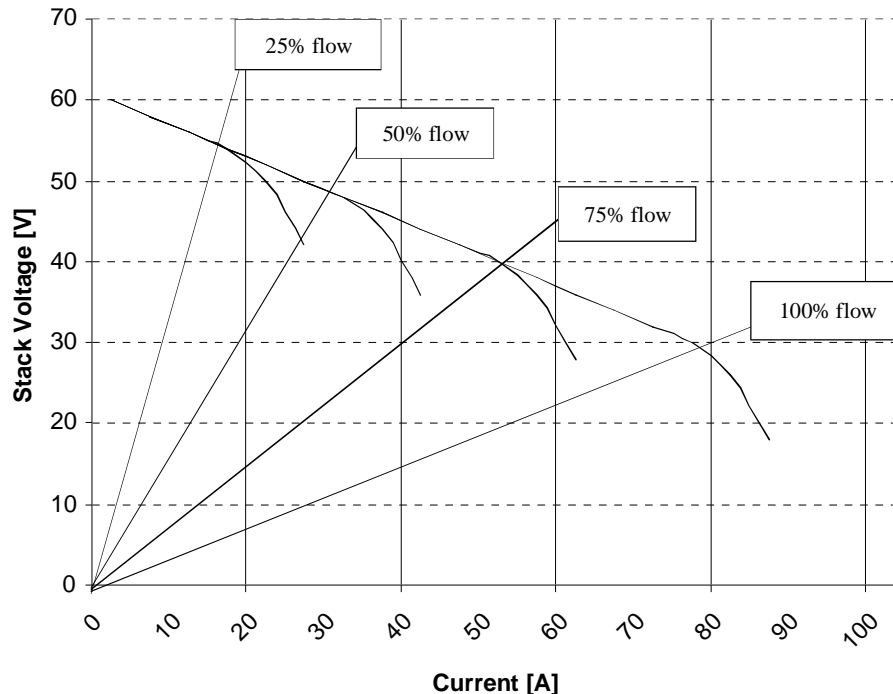
Polttokennojärjestelmällä tuotetun energian edut verrattuna esimerkiksi polttomoottorilla tuotettuun energiaan ovat merkittävät. Polttokennot ovat hiljaisempia ja niiden hyötysuhde on parempi. Varsinkin kiinteäoksidisen polttokennon polttoaineena voidaan käyttää todella monia eri aineita, esimerkiksi erilaisia hiilivetyjä ja alkoholeja. Tämä mahdollistaa helpomman siirtymisen fossiilisista polttoaineista vetytalouteen.

Kiinteäoksidisen polttokennon sähköinen hyötysuhde on noin 60 %. Käyttämällä sitä myös lämmöntuotantoon kokonaishyötysuhde saadaan nostettua jopa 80 %:iin. (Ellis 2001) Kuvasta 2 nähdään, että polttokennolla päästään huomattavasti korkeampaan hyötysuhteeseen kuin esimerkiksi mikroturbiineilla tai polttomoottoreilla, tosin ei niin korkeisiin kuin lähteessä (Ellis 2001) on ilmoitettu. Huolimatta suhteellisen korkeasta hyötysuhteesta polttokennosta saatavasta sähköisestä tehosta halutaan hukata mahdollisimman vähän. Tämän takia on tärkeää, että tehoelektronikasta pyritään suunnittelemaan hyötysuhteeltaan mahdollisimman hyvä.



Kuva 2. Polttokennon hyötysuhde verrattuna muihin tuotantotapoihin. Kuvasta nähdään, että polttokennolla pystytään tuottamaan energiaa huomattavasti paremmalla hyötysuhteella kuin esimerkiksi polttomoottorilla (Internal Combustion Engine). Kuvasta nähdään myös, että jos kiinteäoksidiseen polttokennoon yhdistetään kaasuturbiini, päästään yhdistelmällä yli 70 %:n kokonaishyötysuhteeseen. (EG&G 2004).

Polttokennoa kuormitettaessa kennon lähtövirta kasvaa ja lähtöjännite pienenee (Riipinen 2008). Kuvassa 3 on esimerkki polttokennojärjestelmän kennojännitteestä kennovirran suhteen eri polttoainevirtauksilla.



Kuva 3. Polttokennon jännite-virta-käyrä eri polttoainevirtauksilla. Pystyakselilla on kennon jännite ja vaaka-akselilla kennon virta. Polttokennoa kuormitettaessa kennon jännite laskee. Jos polttokennoa ylikuormitetaan, jännite romahtaa. (Riipinen 2008).

Polttokennojen yleistyessä tarvitaan yhä enemmän tehoelektroniikkaa muokkaamaan kennojen tasajännite vaihtojännitteeksi verkkoon. DC-tason nosto on yksi osa tätä prosessia.

1.2 Polttokennotutkimuksen nykytilanne

Vaikka polttokennotutkimus on ottanut suuria harppauksia eteenpäin viimeisen 30 vuoden aikana, valmiiseen kaupalliseen tuotteeseen on vielä pitkä matka. Polttokennon hinta on vielä liian korkea ja kennojen degradaatio on vielä liian suurta. Degradaatiolla tarkoitetaan kennon toimintakyvyn laskemista, eli kennosta saatavan energian vähenemistä ajan funktiona. Polttokennojen kehittäjien tavoitteena on saada degradaatio alle yhteen prosenttiin tuhatta käyttötuntia kohden. Kiinteäoksidisten polttokennojen ongelmana on myös suuri toimintalämpötila, joka vaikeuttaa eristystä. (LargeSOFC 2008).

Tällä hetkellä polttokennoilla toimivia busseja on käytössä Euroopassa, Kiinassa ja Australiassa. Busseilla on operoitu yli 85000 tuntia, kilometrejä takana on 1,2 miljoonaa ja busseilla on kuljetettu yli 4 miljoonaa matkustajaa. Tosin busseissa käytetään PEM-polttokennoja (Proton Exchange Membrane) eikä SOFC-kennoja. Myös asuinalueiden energiantuotantoa ja isompien polttokennolaitosten toimintaa on testattu. (LargeSOFC 2008).

Polttokennot tulevat kilpailukykyisiksi markkinoilla siinä vaiheessa, kun hiilidioksidipäästöjä aletaan verottaa, fossiiliset polttoaineet loppuvat, energiatehottomuutta aletaan verottaa, vetyä on riittävästi saatavilla ja sen kuljetus on taloudellisesti kannattavaa, haitallisiin päästöihin aletaan suhtautua nykyistä negatiivisemmin (nykyistä suuremmissa määrin) ja kun hiljainen ja päästötön toiminta tulee toivottavaksi. Polttokennot tarjoavat myös energiaa vaikeapääsuisille paikoille. (LargeSOFC 2008).

Polttokenno asettaa monia vaatimuksia tehoelektronikalle. Matala lähtöjännite ja suuri lähtövirta vaikeuttavat korkean hyötysuhteen tehoelektronikan kehittämistä. Galvaaninen erotus helpottaa polttokennojen eristysongelmia, mutta lisää entisestään tehoelektronikan suunnittelijoiden haasteita, kuten myös tiukat tulovirran väreen rajat.

1.3 Hakkuritopologiat

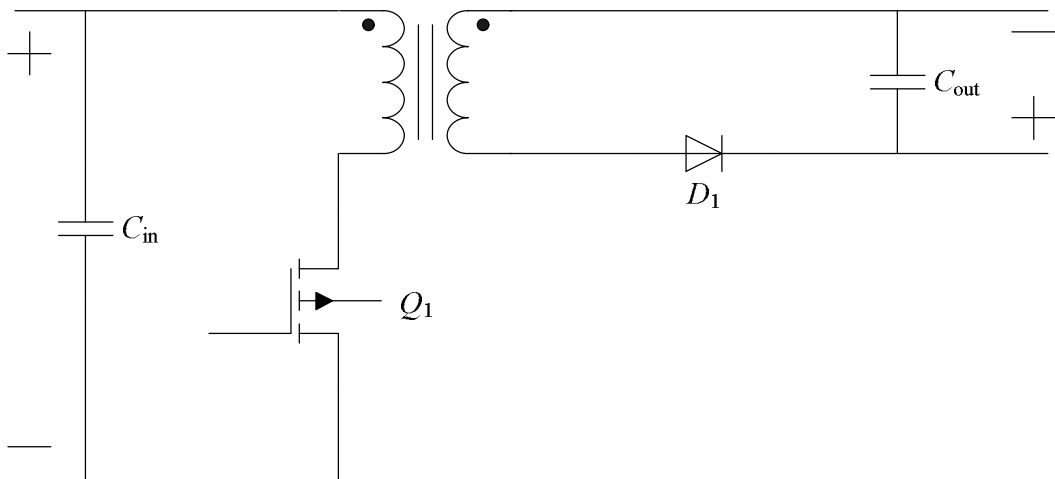
DC-hakkurin tehtävänä polttokennojärjestelmässä on nostaa polttokennon matala tulojännite kolmivaiheiselle invertterille sopivaksi. Tässä tutkimuksessa DC-tason nostoon valittiin kolme eri hakkuritopologiaa. Kaikkia topologioita voi myös käyttää rinnan, jolloin hakkurien tehoaluetta saadaan lisättyä.

Polttokenno muodostaa kaksi ongelmaa tehoelektronikan, varsinkin DC-hakkurin, kannalta pyrittäessä mahdollisimman korkeaan hyötysuhteeseen. Matala tulojännite aiheuttaa suuren tulovirran ja invertterin vaatima korkea jännite verrattuna matalaan tulojännitteeseen vaatii DC-hakkurilta suurta jännitteen nostoa. Suuri tulovirta vaatii transistoreilta suuren virtakestoisuuden ja matalan johtotilan resistanssin. (Zhao 2003).

Flyback-hakkuri valittiin sen yksinkertaisen rakenteen ja helpon ohjauksen takia. Forward-hakkuri valittiin flyback-hakkuriin verrattuna helpomman magneettipiirin suunnittelun takia. Monimutkaisin topologia on ehdottomasti kokosiltahakkuri, joka valittiin vertailuun mukaan lupaavan hyötysuhteen takia. Boost-hakkuria ei otettu vertailuun mukaan, koska vaatimuksena oli galvaaninen erotus ja Boost-hakkurissa sitä ei ole. Lupaavimmasta hakkuritopologiasta rakennettiin skaalattu prototyyppi, jonka avulla pyrittiin selvittämään hakkurin pääasialliset häviölähteet ja testaamaan hakkurin käytännön toimintaa.

1.3.1 Flyback

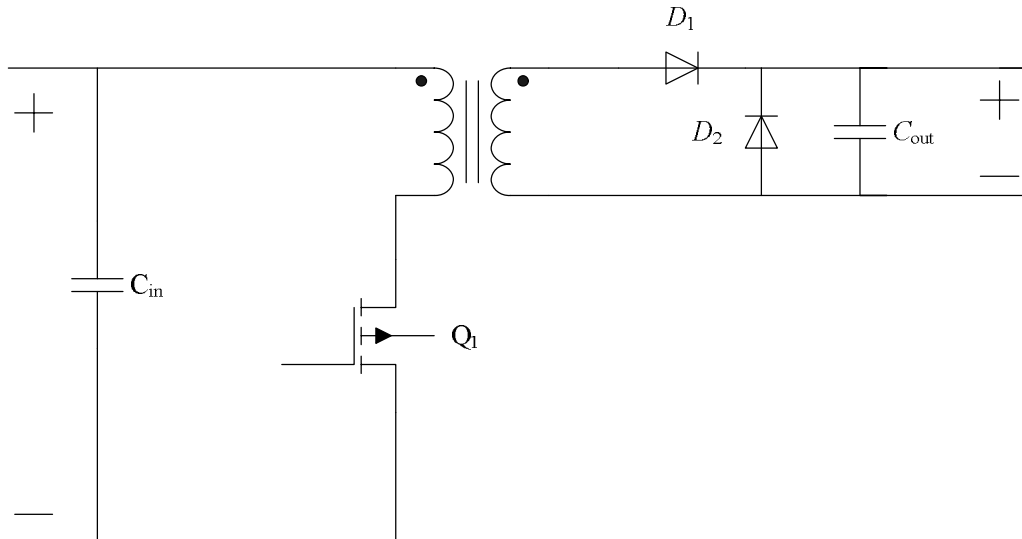
Flyback-hakkuri on johdettu buck-boost-hakkurista. Lisäämällä kelaan toinen käämitys saadaan aikaan galvaaninen erotus. Flyback-hakkurissa (kuva 4) muuntaja toimii ennemminkin kaksikämmisenä kelana kuin muuntajana. Kun transistori Q_1 johtaa, muuntajaan varastoituu energiaa. Toision diodi D_1 on estosuuntaan biasoitu, eli se estää toision johtamisen ensiön kanssa samaan aikaan. Kun transistori ei johda, toision diodi on myötäsuuntaan biasoitu, eli se johtaa ja energia pääsee purkautumaan toisista kuormaan. Muuntajan energianvarastointikyky rajoittaa flyback-hakkurin tehoa, koska muuntajan magneettipiiriin ei voida varastoida loputtomasti energiaa. Yleensä hakkuria käytetään sovelluksissa, joissa tehoa tarvitaan alle 100 W (Maniktala 2006), mutta jopa 400 W:n flyback-hakkuri on tehty ja testattu (Assow 1989). Jos tehoa halutaan nostaa, muuntajan kokoa pitää kasvattaa ja se lisää hakkurin kustannuksia ja kokoa. Muuntajan hajainduktanssiin varastoituu energiaa, joten transistori vaatii snubber-piirin, jotta virran katketessa syntyvä induktiivinen jännitepiikki ei tuhoaisi transistoria. (Mohan 2003).



Kuva 4. Flyback-hakkuri. Kun transistori Q_1 johtaa, muuntajaan varastoituu energiaa ja diodi D_1 on estosuuntaan biasoitu. Kun transistori ei johda, diodi on myötäsuuntaan biasoitu ja tehoa siirtyy ensiöstä toisioon.

1.3.2 Forward

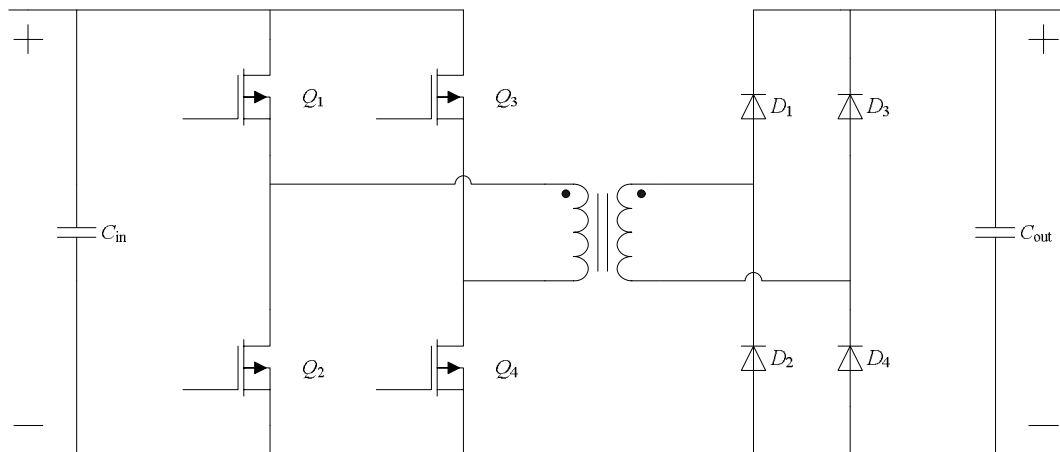
Forward-hakkuri (kuva 5) on johdettu buck-hakkurista. Kun transistori Q_1 johtaa, diodi D_1 on myötäsuuntaan biasoitu, eli se johtaa, ja D_2 on estosuuntaan biasoitu, eli se ei johda. Transistorin ollessa auki diodi D_2 on myötäsuuntaan biasoitu ja D_1 on estosuuntaan biasoitu. Forward-hakkurin muuntaja toimii siis muuntajan tavoin eikä se ideaalitapauksessa varastoi energiaa. (Mohan 2003). Muuntajan magnetointivirta kuitenkin varastoi muuntajan hajainduktanssiin energiaa. Tätä energiaa ei saada johdettua toisioon. Sen takia ensiöön pitää lisätä tertiäärikäämi, jonka avulla hajainduktanssiin varastoitunut johdetaan takaisin tulokondensaattoriin. Jos tätä ei tehtäisi, transistori hajoaisi virran katkeamisen aiheuttamaan induktiiviseen jännitepiikkiin. Toinen vaihtoehto olisi kuluttaa magnetointivirran varastoima energia snubber-piirissä, mutta se heikentäisi hyötysuhdetta. (Maniktala 2006).



Kuva 5. Yksikytkiminen forward-hakkuri. Kuvan mukainen kytkentä voi aiheuttaa suuria jänniterasituksia kytkimelle, joten siihen on lisättävä joko tertiäärikäämi ensiöön tai snubber-piiri suojaamaan transistoria induktiiviselta jännitepiikiltä.

1.3.3 Kokosilta

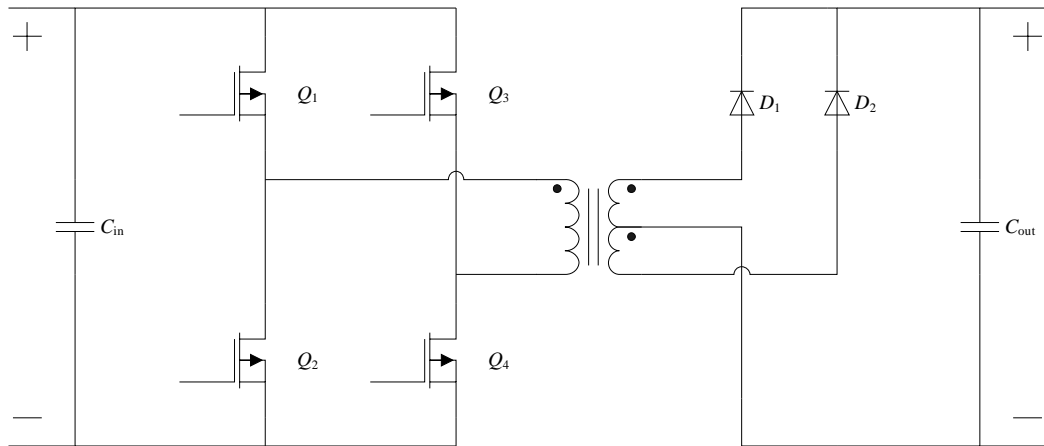
Kokosiltahakkuri (kuva 6) muodostuu neljästä transistorista, suuritaajuisesta muuntajasta ja tasasuuntaussillasta. Neljällä transistorilla tasajännitteestä tehdään vaihtojännitettä, joka syötetään muuntajan ensiöön. Muuntajan toisiossa vaihtojännite tasasuunnataan diodisillan avulla. (Mohan 2003).



Kuva 6. Kokosiltahakkuri neljän diodin tasasuuntaussillalla.

Kokosiltahakkurissa diodisillan häviöt muodostavat merkittävän osan kokonaishäviöistä. Yksi tapa vähentää diodisillan häviöitä on käyttää keskipistekytkettyä muuntajaa ja vain kahta diodia (kuva 7). Muuntajan rakenteen

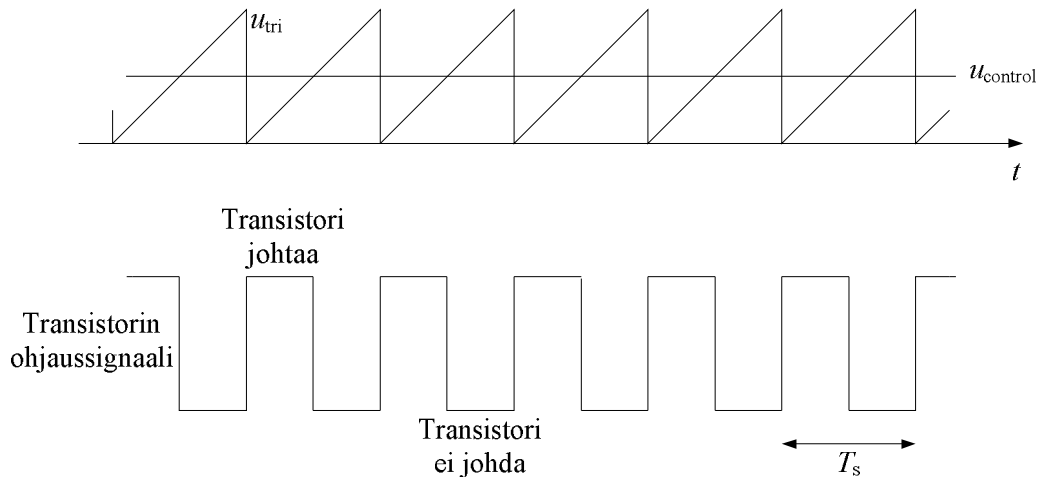
monimutkaistumisen vuoksi kytkentää käytetään yleensä vain matalilla jännitteillä ja pienillä tehoilla. Aktiivista tasasuuntaussiltaa ei harkittu, koska skaalautun prototyypin jälkeen on tarkoitus rakentaa suuremman teholuokan prototyyppi ja aktiivinen tasasuuntaus olisi jouduttu toteuttamaan IGB-transistoreilla suuren jännitteen takia. MOSFE-transistoreja ei olisi ollut tarjolla tarpeeksi suurella jännite- ja virtakestolla.



Kuva 7. Kokosiltahakkuri keskipistekytkeyllä muuntajalla.

Kokosiltahakkurin transistoreja voidaan ohjata useammalla tavalla. Yksinkertaisin tapa on ohjata transistoreja pareina. Kovassa kytkennässä transistorit Q_1 ja Q_4 sytytetään, jolloin ensiön käämin yli on jännite $+U_{in}$ ja diodit D_1 ja D_4 johtavat (kuva 6). Kun transistorit Q_1 ja Q_4 sammutetaan ja transistorit Q_3 ja Q_2 sytytetään, ensiön käämin yli on jännite $-U_{in}$ ja diodit D_3 ja D_2 johtavat.

Pulssinleveysmodulaatiossa (PWM) verrataan ohjaussignaalia $u_{control}$ kolmioaaltosignaaliin u_{tri} (kuva 8). Jos ohjaussignaali $u_{control}$ on suurempi kuin kolmioaaltosignaali, transistori on johtavassa tilassa ja päinvastoin. Kolmioaaltosignaalin taajuus on sama kuin transistorien kytkentätaajuus. Yhden kytkentäjakson pituus on T_s . Bipolaarisessa pulssinleveysmodulaatiossa transistoreja ohjataan pareina kuten edellisessäkin tapauksessa. Transistoripareista toinen johtaa koko ajan. Transistorisillan lähtöjännite muuttuu $+U_{in}$:n ja $-U_{in}$:n välillä.



Kuva 8. Pulssinleveysmodulaation käyrämuodot. Kolmioaaltoa u_{tri} verrataan ohjaussignaaliin $u_{control}$. Jos ohjaussignaali $u_{control}$ on suurempi kuin kolmioaalto-signaali, transistori on johtavassa tilassa ja päinvastoin. Yhden kytkentäjaksen pituus on T_s .

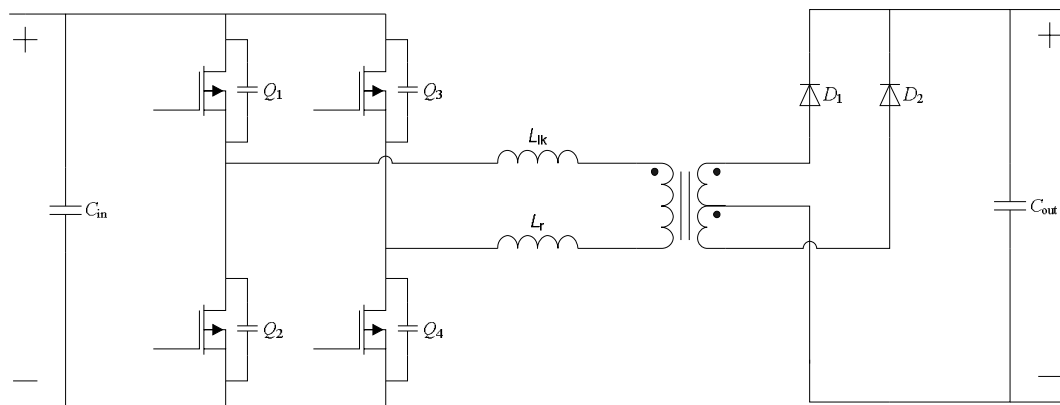
Unipolaarisessa pulssinleveysmodulaatiossa transistorit Q_1 ja Q_2 muodostavat kytkentähaara A:n ja transistorit Q_3 ja Q_4 muodostavat kytkentähaara B:n. Molempia kytkentähaaroja ohjataan erikseen. Kytkentähaarassa A kolmioaalto-signaalia u_{tri} verrataan ohjaussignaaliin $u_{control}$. Kun ohjaussignaali $u_{control}$ on suurempi kuin u_{tri} , ylempi transistori johtaa ja kun ohjaussignaali $u_{control}$ on pienempi kuin u_{tri} , alempi transistori johtaa. Vastaavasti kytkentähaarassa B kolmioaaltoa verrataan negatiiviseen ohjaussignaaliin $-u_{control}$. Jos ohjaussignaali $-u_{control}$ on pienempi kuin u_{tri} , ylempi transistori johtaa ja kun ohjaussignaali $-u_{control}$ on suurempi kuin u_{tri} , alempi transistori johtaa. Transistorisillan lähtöjännite muuttuu $+U_{in}$:n ja 0 V :n välillä.

Sini-kolmio-vertailu on myös yksi tapa ohjata kokosiltaa. Siinä kolmioaaltoa u_{tri} vertaillaan ohjaussignaaliin $u_{control}$, joka on sinimuotoista. Ohjaussignaalin taajuus on kokosillalta halutun lähtöjännitteen taajuus. Tällöin kokosillan lähtöjännite on lähestulkoon sinimuotoista. Se taas pienentää muuntajan häviöitä.

Edellä mainituilla tavoilla kokosiltahakkuria ohjattaessa transistorit joutuvat kytkemään koko kuormitusvirran jokaisella kytkentäkerralla. Tämä lisää huomattavasti kytkentähäviöitä ja siten heikentää hakkurin hyötysuhdetta. Hyötysuhdetta voidaan parantaa käyttämällä pehmeää kytkentää (soft switching). Pehmeällä kytkennällä tarkoitetaan sitä, että kytkentähetkellä joko transistorin läpi

kulkeva virta tai yli oleva jännite on nolla, jolloin kytkentähäviöt pienenevät merkittävästi tai häviävät lähes kokonaan. (Chen 1995; Dhar 2001).

Yksinkertaisin tapa päästä nollajännitekytkentään (zero-voltage switching, ZVS) on käyttää muuntajan hajainduktanssia tyhjentämään transistorien nielu-lähdekapasitanssit, jolloin transistorin yli ei ole jännitettä kytkentähetkellä (kuva 9). Tämä tapa ei ole paras mahdollinen, koska se vaatii resonanssikelan takaamaan nollajännitekytkennän pienelläkin kuormalla ja siten lisää resistiivisiä häviöitä ensiössä sekä jännitekuormitusta ja värähtelyä toisiossa. Myös toimintajakssoon (Duty cycle) tulee häviötä, eli osa toimintajaksosta jää käyttämättä. Tämä johtuu siitä, että ensiön jännite on pienempi kuin toisiossa eli tehoa ei siirry toisioon. (Chen 1995).

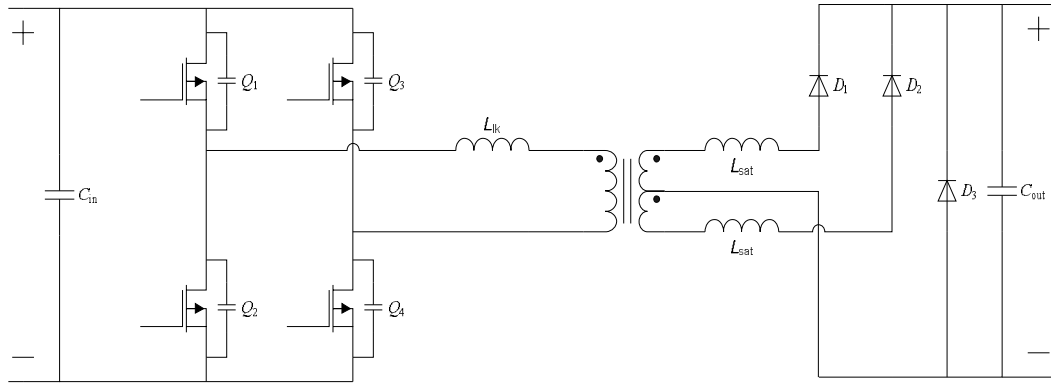


Kuva 9. Kokosiltahakkurin nollajännitekytkentä muuntajan ensiön hajainduktanssin L_{lk} ja resonanssikelan L_r avulla. Transistorien Q_1 - Q_4 hajakapasitanssit resonoivat muuntajan hajainduktanssin L_{lk} ja resonanssikelan L_r kanssa.

Toinen lähteessä (Chen 1995) esitetty tapa on lisätä ensiöön kyllästyvä resonanssikela, jonka induktanssi romahtaa, kun kelan läpi kulkee tarpeeksi suuri virta. Induktanssin romahtaminen mahdollistaa nopeamman virran nousun. Toimintajakson häviö on tässä tapauksessa pienempi kuin edellisessä.

Kolmas tapa on käyttää pelkästään muuntajan hajainduktanssia ja lisätä toisioon keskipistekytetyn muuntajan diodillisiin haaroihin kyllästyvät kelat (kuva 10). Jos kyllästyviä keloja ei laitettaisi toisioon, voitaisiin magnetointivirtaa käyttää purkamaan transistorien nielu-lähdekapasitanssit vain silloin, kun se on suurempi kuin toisiossa heijastunut kuormavirta. Tämän ratkaisun suurin etu on se, että

nollajännitekytkentä voidaan saavuttaa myös ilman kuormaa ja toisiossa tapahtuva värähtely vähenee pienen hajainduktanssin ja toision kelojen vaimentamisen ansiosta. Toisaalta toisioon pitää lisätä yksi diodi, joka lisää toision häviöitä. Toimintajakson häviö on pieni. Lähteessä ei otettu mitään kantaa kyllästyvien kelojen häviöihin, jotka voivat nousta merkittäviksi. (Chen 1995).



Kuva 10. Kokosiltahakkurin nollajännitekytkentä toision kyllästyvien kelojen avulla. Diodi D_3 mahdollistaa saturoituvien kelojen "free-wheelauksen".

Toision ylimääräisestä diodista D_3 päästään eroon käyttämällä lähtösuotimen kelaan varastoitunutta energiaa tyhjentämään transistorien kapasitanssit. Koska toision molemmat kyllästyvät kelat johtavat samaan aikaan, kolmatta diodia ei tarvita. Toisiossa ei tapahdu juurikaan värähtelyä. Toimintajaksossa on hivenen suurempi häviö kuin edellisessä, mutta se on kuitenkin huomattavasti pienempi kuin kahdessa ensimmäisessä resonanssihaarassa. Koska lähtökelaan on varastoitunut huomattavan paljon energiaa, nollakytkeä on helppo saavuttaa myös pienillä kuormilla. (Chen 1995).

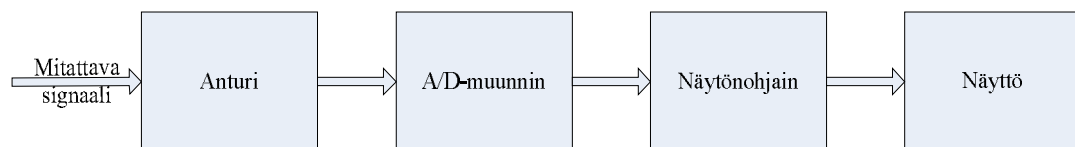
Kytkehäviöitä voidaan pienentää LC -resonanssin avulla. LC -resonanssissa käytetään yleensä muuntajan ensiön hajainduktanssia ja erillistä resonanssikondensaattoria joka lisätään muuntajan ensiöön. Toisinaan voi olla tarpeellista lisätä erillinen resonanssikela ensiöön resonanssin saavuttamiseksi pienillä kuormilla. Sarjaresonanssissa resonanssikondensaattori laitetaan sarjaan, rinnakkaisresonanssissa rinnan, muuntajan ensiön kanssa. Rinnakkaisresonanssin hyvä puoli on se, että kondensaattorin läpi ei kulje niin paljoa virtaa kuin sarjaresonanssissa.

1.4 Mittaukset

Mittauksia tarvitaan laitteen toiminnan testaamiseen ja säätötekniikan takaisinkytkentäsignaaleille. Anturit ja mittalaitteet eivät ole ideaalisia joten ne aiheuttavat mittaukseen aina virheitä. Myös itse mittaaminen vääristää mitattavaa signaalia. Sen vuoksi on tärkeää, että mittaustuloksia analysoitaessa otetaan huomioon kaikki mahdolliset virheet ja pyritään ehkäisemään virheiden syntymistä.

1.4.1 Mittausperiaatteet

Kuvassa 11 on digitaalisen mittalaitteen toimintaperiaate. Anturi mittaa analogisen signaalin, minkä jälkeen se syötetään A/D-muuntimelle. A/D-muunnin muuntaa analogisen signaalin digitaalseksi. Muunnoksen jälkeen signaali menee näytönohjaimen kautta näytölle, josta mittaustuloksen voi lukea.



Kuva 11. Digitaalisen mittalaitteen lohkokaavio. (Tse 1989)

1.4.2 Mittausepävarmuudet

Mittauksissa käytettiin Fluken True RMS Multimeter 187 digitaalista yleismittaria ja LeCroyn digitaalista oskilloskooppia. Digitaalisissa mittalaitteissa mittausrvirheitä aiheuttavat mittalaitteen mittaustuloksen tarkkuus eli kuinka suuri virhe on mittaustuloksessa, resoluutio eli mikä on mittalaitteen erotuskyky sekä herkkyys eli kuinka pienen muutoksen mitattavassa suuressa mittalaite havaitsee. Mittalaitteen herkkyys riippuu sekä valitusta mitta-alueesta että resoluutiosta. (Keithley 2004).

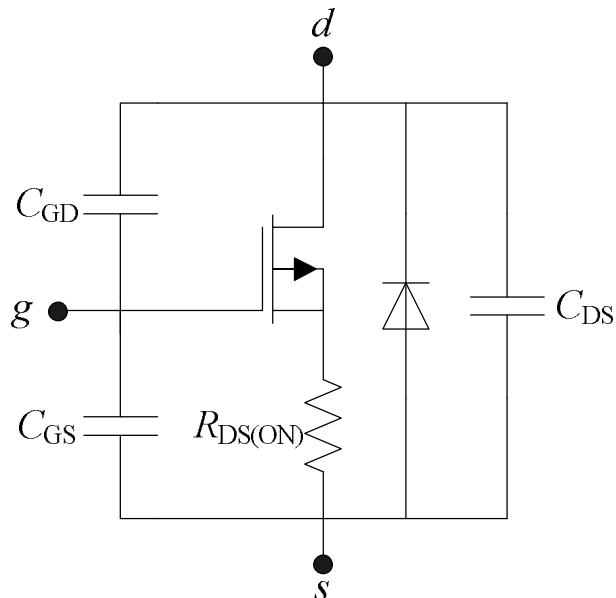
Digitaalisissa oskilloskoopeissa virheet voidaan jakaa vaaka-akselilla ja pystyakselilla tapahtuviin virheisiin. Pystyakselilla äärellinen bittimäärä aiheuttaa kvantisointivirheen, jonka suuruus on yksi vähiten merkitsevä bitti (LSB). Oskilloskoopin dynaamista aluetta rajoittaa kvantisointivirhe ja muut kohinalähteet, kuten taustakohina, särö ja satunnaissignaalit. Dynaaminen alue ilmoitetaan

desibeileissä. Tarkkuus kertoo oskilloskoopin kyvyn ilmoittaa mitatun signaalin todellinen arvo. Tarkkuus riippuu A/D-muuntimen resoluutiosta, koska A/D-muuntimen resoluutio rajoittaa signaalista havaittavaa pienintä muutosta. Tyypilliset resoluutiot digitaalisten oskilloskooppien pystyakselille ovat 8- tai 16-bittiä. (ZTEC Instruments 2008).

Vaaka-akselin resoluutiota rajoittaa paikallisen kellosignaalin (local oscillator) näytteistystaajuus ja siitä johtuen kaikkein lyhyimpiä muutoksia mitattavassa suuressa ei saada näkyviin. Korkeataajuiset virheet aiheutuvat kellon synkronointivirheestä (clock jitter) tai vaihekohinasta (phase noise), mutta ovat yleensä pieniä. Matalataajuiset virheet voivat aiheuttaa ongelmia. Ne koostuvat liukumasta, joka aiheutuu muun muassa lämpötilan muutoksista ja ikääntymisestä. Sen takia on tärkeää kalibroida mittalaitteet vuosittain. (ztecstruments.com 2008)

1.5 Epäideaalisuudet ja häviölähteet

Transistorien epäideaalisuudet aiheuttavat kytkentä- ja johtohäviöitä, jotka kuumentavat ja pahimmassa tapauksessa rikkovat transistorin. Transistorien häviöt voidaan jakaa kahden tyyppisiin häviöihin, taajuudesta riippuviin ja taajuudesta riippumattomiin. Kuvassa 12 on MOSFET-transistorin sijaiskytkentä.

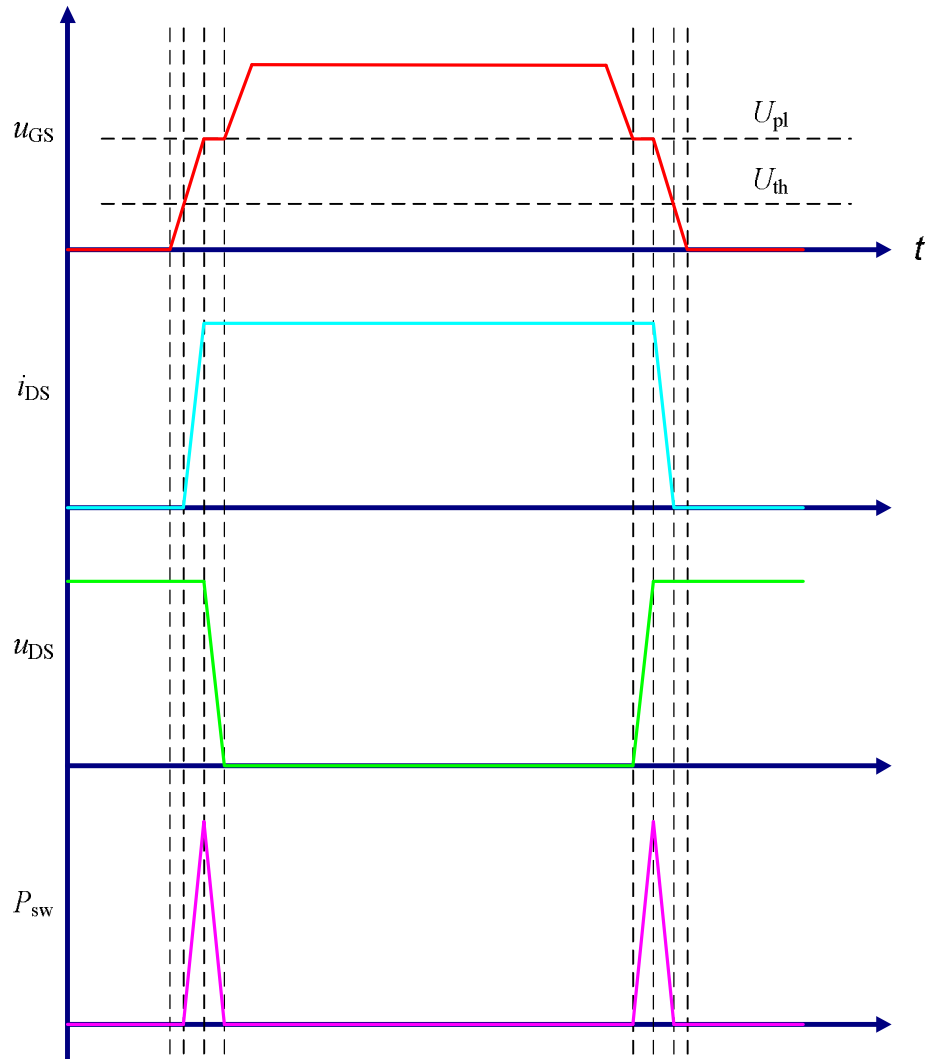


Kuva 12. MOSFET:n sijaiskytkentä. Transistorin hila on merkitty kirjaimella g , nielu kirjaimella d ja lähde kirjaimella s . Hilan molemmin puolin on hila-nielu- ja hila-lähde-kapasitanssit. Sisäisen diodin kanssa rinnan on nielu-lähde-kapasitanssi. $R_{DS(ON)}$ on johtotilan vastus. (Wilson 2008).

MOSFET:ssä on kolmenlaisia kytkentätaajuudesta riippuvia häviöitä: hilahäviöt, kytkentähäviöt ja lähtöhäviöt (Output loss) (Wilson 2008). Transistorin hilan ja nielun sekä hilan ja lähteen väliset loiskapazitanssit vaativat latautuakseen energiaa, jonka ne ottavat hilaohjaimelta. Latautunut energia purkautuu hilalla ohjaimen kanssa sarjassa olevan resistanssin kautta. Hilan kapasitanssit hidastavat MOSFET:n syttymistä ja sammumista.

Kuvassa 13 on esitetty MOSFET:n kytkentäkäyrät kovalla kytkennällä. Kun transistoria lähdetään syttämään, hilan ja lähteen välistä jännitettä u_{GS} kasvatetaan. Jännitteen u_{GS} saavutettua arvon U_{th} , transistori alkaa johtaa virtaa. Kytkentähäviöt syntyvät, kun transistorin nielun ja lähteen välillä on jännite ja sen läpi kulkee samaan aikaan virtaa. Kun jännite u_{GS} saavuttaa tason U_{pl} , alkaa jännite u_{DS} laskea. Kun transistori johtaa täysin, nielun ja lähteen välillä ei ole ideaalitapauksessa jännitettä. Transistori lähtee sammumaan, kun hila-lähdäjännitettä pienennetään. Kun jännite u_{GS} saavuttaa tason U_{pl} , alkaa jännite u_{DS} nousta. Jännitteen u_{GS} saavuttaessa tason U_{th} , alkaa virta i_{DS} pienentyä ja kun transistori ei enää johda, virta i_{DS} on nolla. (Wilson 2008; Ren 2006).

Lähtöhäviöt syntyvät nielu-lähde-kapasitanssin C_{DS} tyhjentäessä, kun transistori syttyy. Tosin lähtöhäviöt ovat yleensä olemattomat verrattuna kytkentähäviöihin ja johtotilan häviöihin, joten ne voidaan useimmiten jättää huomiotta hyötysuhdetta laskiessa. (Wilson 2008; Ren 2006).

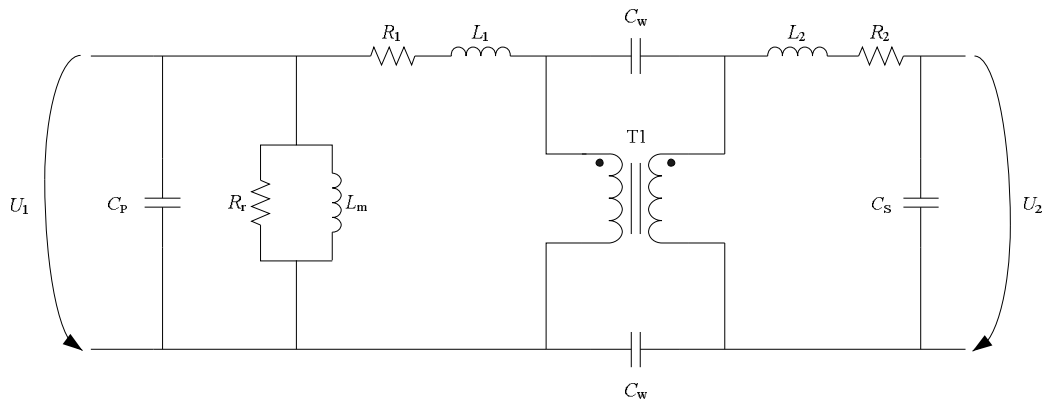


Kuva 13. MOSFETin kytkentäkäyrät. u_{gs} on hila-lähdejännite, i_{ds} MOSFETin läpi menevä virta, u_{ds} nielu-lähdejännite ja P_{sw} kytkentähäviöt (Wilson 2008).

Kytkentätaajuudesta riippumattomia häviötä ovat transistorin johtotilan häviöt. Kun transistori johtaa, sen läpi kulkee virtaa, joka aiheuttaa johtotilan vastuksen $R_{DS(ON)}$ läpi kulkiessaan tehohäviön. (Wilson 2008). DC-hakkureissa johtotilan häviötä pystytään vähentämään pienentämällä johtotilan vastusta $R_{DS(ON)}$. Varsinkin suurivirtaisissa sovelluksissa on tärkeää valita transistorit, joissa on mahdollisimman pieni johtotilan vastus.

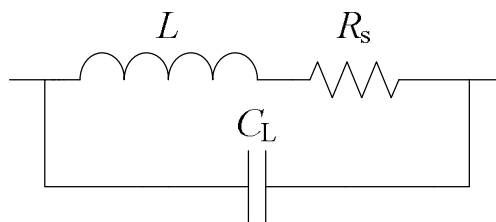
Diodeissa häviöitä aiheuttavat vuotovirta, päästötilan vastus ja estosuunnan toipumisvirta (reverse recovery current). Käyttämällä piikarbidi-diodeja estosuuntainen toipumisvirta on huomattavasti pienempi kuin piidiodeilla johtuen piikarbididiodin pienemmästä estosuuntaisesta varauksesta (Hefner 2001).

DC-tason nostoon tarkoitettujen hakkurien kannalta muuntajan pääasialliset häviölähteet ovat käämien resistanssit R_1 ja R_2 , jotka kuvaavat käämilankojen resistansseja sekä sydänmateriaalin ekvivalenttinen resistanssi R_r . Ension ja toision hajakapasitanssit aiheuttavat vain pienen osan häviöistä ja yleensä ne voidaan jättää huomiotta. Muuntajan sijaiskytkentä on esitetty kuvassa 14, missä U_1 ension jännite, U_2 toision jännite, L_1 ja L_2 ension ja toision hajainduktanssit, L_m magneetoimisinduktanssi, R_r sydämen häviöiden ekvivalenttinen resistanssi, C_p ja C_s ension ja toision kokonaishajakapasitanssi, C_w käämityksien välinen kapasitanssi, R_1 ja R_2 ension ja toision käämien resistanssi. (Guru 1995).



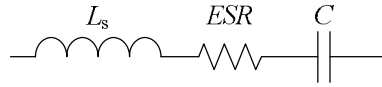
Kuva 14. Yksivaiheisen muuntajan sijaiskytkentä. Muuntajan pääasialliset häviölähteet ovat ension ja toision resistanssit sekä sydänmateriaalin ekvivalenttinen resistanssi (Guru 1995).

Kelan sijaiskytkentä on esitetty kuvassa 15. Kelan L kanssa rinnan olevan kondensaattorin C_L impedanssi on suurilla taajuuksilla pienempi kuin kelan, jolloin komponentti ei toimikaan halutulla tavalla. Hakkureiden tulo- ja lähtösuodinta suunniteltaessa pitää muistaa se, että sarjaresistanssi R_s lisää huomattavasti häviöitä, jos kelan läpi kulkeva virta on suuri.



Kuva 15. Kelan sijaiskytkentä. Kuvassa L on kelan induktanssi, R_s kelan sarjaresistanssi ja C_L hajakapasitanssi.

Kondensaattorin sijaiskytkentä on esitetty kuvassa 16. Kondensaattoreissa häviöitä aiheuttaa ekvivalenttinen sarjaresistanssi ESR . Myös kondensaattorin ominaisuudet muuttuvat taajuuden kasvaessa johtuen sarjainduktanssista L_s , aivan kuten kelankin.



Kuva 16. Kondensaattorin sijaiskytkentä. Kuvassa C on kondensaattorin kapasitanssi, ESR ekvivalenttinen sarjaresistanssi ja L_s sarjainduktanssi.

Johdinten resistanssi aiheuttaa suurivirtaisissa ja korkeataajuisissa sovelluksissa häviöitä. Suuritehoisissa hakkureissa myös johdinten induktanssin vaikutus voi olla merkittävä, koska hakkureissa kytketään suuria virtoja nopeasti (di/dt).

Vastuksia käytettäessä on muistettava, että vastuskomponenteissa on aina myös kapasitanssia ja induktanssia. Nämä epäideaalisuudet muuttavat vastuksen arvoa ja käyttäytymistä taajuuden kasvaessa.

1.6 Työn tavoite

Tässä diplomityössä esitellään kolme eri hakkuritopologiaa ja perehdytään kokosiltahakkurin optimointiin. Työn tavoitteena on selvittää simuloinein ja käytännön mittauksin, mikä topologia sopii parhaiten hyötysuhteen kannalta DC-tason nostoon SOFC-sovelluksessa.

2. SIMULOINTIMALLI

Topologioiden simulointi toteutettiin Simulinkin ja Orcadin yhteistyönä. Ohjauksen simulointi tapahtui Simulinkissä ja tehoelektroniikan simulointi Orcadissa. Simuloitu piiri on esitetty liitteessä 1 ja sen ohjaukseen käytetty Simulink-malli liitteessä 2. Ensimmäiseksi simuloitiin kokosiltahakkuri tavallisilla piidiodeilla. Seuraavaksi vaihdettiin toision tasasuuntaussiltaan piikarbididiodit ja simuloitiin malli uudelleen.

2.1 Mallin epäideaalisuudet

Simuloitu piiri pyrittiin tekemään mahdollisimman tarkaksi. Tulo- ja lähtökondensaattoreihin lisättiin vastus ja kela, joiden arvot saatiin kondensaattorin datalehdessä (Panasonic 2008). Virransyötön kaapeleiden induktanssi ja resistanssi otettiin myös huomioon. Transistorin mallit tehtiin simulointiohjelmaan itse, samoin diodien mallit. Arvot näihin saatiin komponenttien datalehdistä (STMicroelectronics 2008) ja (Fairchild 2008). Muuntajan ensiöön ja toisioon lisättiin käämien vastukset sekä hajainduktanssi. Muuntajan sydänmateriaalin epäideaalisuudet mallinnettiin simulointiohjelman valmiilla mallilla.

2.2 Häviöiden laskentaan käytetyt yhtälöt

Transistorin johtotilan häviöt laskettiin yhtälöllä 1,

$$P_{\text{COND}} = I_{\text{DS(RMS)}}^2 \cdot R_{\text{DS(ON)}} \quad (1)$$

missä P_{COND} on johtotilan häviöt, $I_{\text{DS(RMS)}}$ nielu-lähde -virran tehollisarvo ja $R_{\text{DS(ON)}}$ johtotilan resistanssi. Transistorin kytkentähäviöt laskettiin yhtälöllä 2,

$$P_{\text{SW}} = K \cdot (T_{\text{R}} + T_{\text{F}}) \cdot U_{\text{DS}} \cdot I_{\text{DS}} \cdot f_{\text{S}} \quad (2)$$

missä P_{SW} on kytkentähäviöt, K vakio, joka on yleensä $1/6$:n ja $1/2$:n välillä, T_{R} nousuaika, T_{F} laskuaika, U_{DS} nielu-lähde -jännite, I_{DS} nielu-lähde -virta ja f_{S} kytkentätaajuus. Vakion K arvoksi valittiin $1/2$, koska siten saadaan suurimmat mahdolliset häviöt. (Wilson 2008). Transistorien sisäisten diodien ja diodisillan diodien kytkentähäviöt laskettiin yhtälöllä 3,

$$P_{\text{D_SW}} = Q_{\text{RR}} \cdot U_{\text{R}} \cdot f_{\text{S}} \quad (3)$$

missä $P_{\text{D_SW}}$ on diodin kytkentähäviöt, Q_{RR} estovaraus, U_{R} estosuuntainen jännite ja f_{S} kytkentätaajuus. Diodisillan yhden diodin johtotilan häviöt laskettiin yhtälöllä 4,

$$P_{DB} = 1,1 \cdot I_{F(AV)} + 0,024 \cdot I_{F(RMS)}^2 \quad (4)$$

missä P_{DB} on diodisillan yhden diodin johtotilan häviöt, $I_{F(AV)}$ diodin virran keskiarvo ja $I_{F(RMS)}$ diodin virran tehollisarvo (STMicroelectronics 2008). Kondensaattorien häviöt laskettiin yhtälöllä 5,

$$P_C = I_{C(RMS)}^2 \cdot ESR \quad (5)$$

missä P_C on kondensaattorin häviöt, $I_{C(RMS)}$ kondensaattorin virran tehollisarvo ja ESR kondensaattorin ekvivalenttinen sarjaresistanssi. Kelan häviöt laskettiin yhtälöllä 6,

$$P_L = I_{L(RMS)}^2 \cdot R_S \quad (6)$$

missä P_L on kelan häviöteho, $I_{L(RMS)}$ kelan virran tehollisarvo ja R_S kelan sarjaresistanssi. Muuntajan ensiön käämin häviöt laskettiin yhtälöllä 7,

$$P_P = I_{P(RMS)}^2 \cdot R_P \quad (7)$$

missä P_P on ensiön käämin tehohäviö, $I_{P(RMS)}$ ensiön virran tehollisarvo ja R_P ensiön käämin resistanssi käytetyllä taajuudella. Toision käämin tehohäviö voidaan laskea vastaavasti korvaamalla ensiön virta ja resistanssi toision virralla ja resistanssilla. Muuntajan sydänmateriaalin häviöt saatiin suoraan simulaatio-ohjelmasta, jossa coremalli oli valmiina. Prototyypistä sydänmateriaalin häviöt laskettiin yhtälöllä 8, joka on lämpötilakompensoitu Steinmetz-yhtälö,

$$P_{CORE} = C_M \cdot f_S^\alpha \cdot B_{AC}^\beta \cdot (ct_0 - ct_1 \cdot T + ct_2 \cdot T^2) \quad (8)$$

missä P_{CORE} on sydänmateriaalin häviöt, C_M , α , β , ct_0 , ct_1 ja ct_2 materiaalikohtaisia vakioita, f_S muuntajalle tulevan vaihtojännitteen taajuus, B_{AC} magneettivuon tiheyden vaihtelu keskiarvonsa suhteen ja T sydänmateriaalin lämpötila (Albach 1996).

2.3 Simulointimallin häviöbudjetti piidiodeilla

Taulukossa 1 on esitetty kokosiltahakkurin häviöbudjetti kovalla kytkennällä. Simuloinnissa yhden kytkimen kytkentätaajuutena oli 19,5 kHz ja kuolleeksi ajaksi valittiin 1,5 μ s, jolla varmistuttiin siitä, että saman kytkentähaaran kytkimet eivät johda samaan aikaan. Simulointimallin lähtöteho oli noin 100 W.

Simuloidun kokosiltahakkurin hyötysuhteeksi saatiin 87 %. Häviöbudjetista nähdään, että eniten häviöitä tulee transistorien sisäisissä diodeissa. Myös

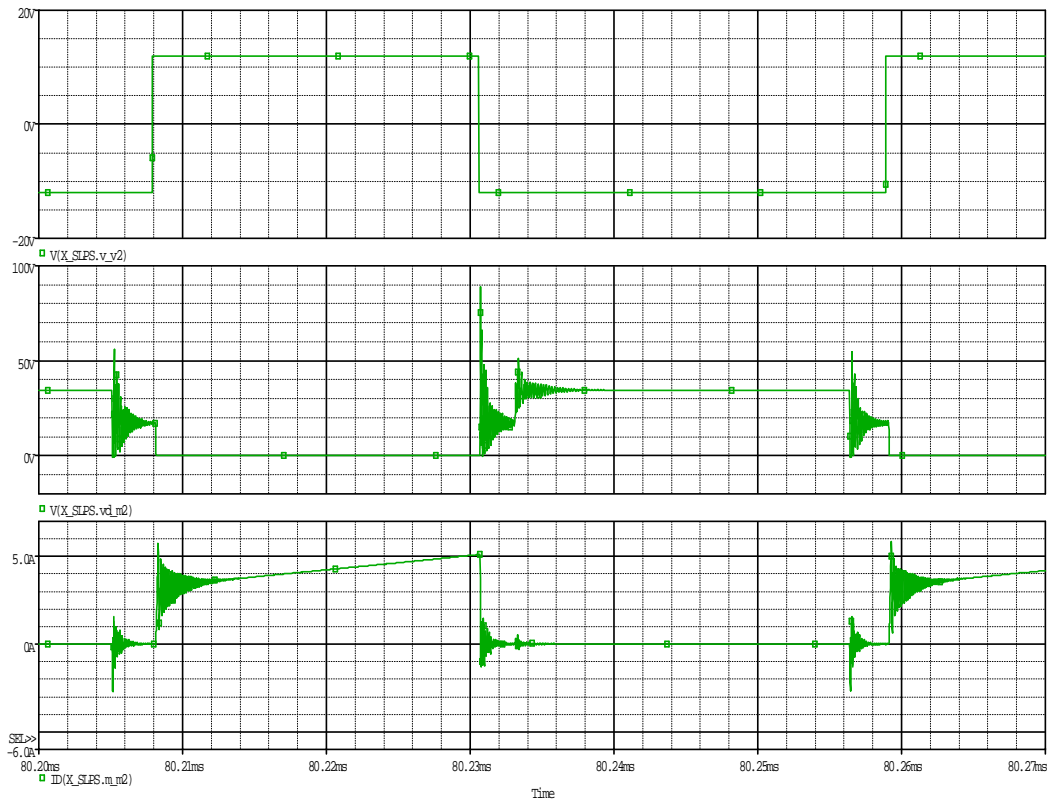
transistorien johtotilan häviöt ovat melko suuret, koska virta on suuri ja johtotilan vastus $R_{DS(ON)}$ on melko suuri. Diodisillan kytkentähäviöt ovat pienet, koska diodien yli oleva jännite on matala. Diodin johtaessa häviöitä kuitenkin tulee. Muuntajan sydänmateriaalin häviöt ja transistorien sisäisten diodien kytkentähäviöt ovat suurimmat yksittäiset häviölähteet. Ne molemmat saatiin simulaattorista suoraan. Simulointiohjelma käytti sydänmateriaalin häviöiden laskentaan Jiles-Atherton-mallia (Annakkage 2000). Transistorien sisäisten diodien johtotilan häviöt ovat lähellä nollaa, koska diodien läpi ei kulje juurikaan virtaa, mutta kytkentähäviöt ovat suuret. Taulukosta 1 nähdään, että tulotehon ja lähtötehon erotus on yhtä suuri kuin laskettujen häviöiden summa.

Taulukko 1. Kokosiltahakkurin häviöbudjetti piidiodeilla. Vasemmanpuoleisessa sarakkeessa on laskettava komponentti. Kahdessa keskimmaisessä sarakkeessa on laskettu MOSFET:n johtotilan häviöt ja kytkentähäviöt, muuntajan magneettisydämen häviöt ja käämityksien häviöt, diodisillan johtotilan häviöt ja kytkentähäviöt sekä tulo- ja lähtökondensaattorin häviöt. Oikeanpuolimmaisessa sarakkeessa on ylimpänä numeroarvona tuloteho, sen jälkeen komponenttien kokonaishäviötehot. Toiseksi alimmaisella rivillä on lähtöteho ja alimmalla rivillä hyötysuhde.

	Häviöt [W]	Häviöt [W]	Teho [W]
P_{in}			116
MOSFET 1 kpl	Johtotila 0,56	KytKentä 0,29	3,4
Transistorin diodit	Johtotila ~0	KytKentä 1,17	4,7
Muuntaja	Core 3,1	Käämit 0,71	3,8
Diodisilta 1 kpl	Johtotila 0,65	KytKentä 0,05	2,8
Kondensaattorit	Tulo 0,007	Lähtö 0,002	0,009
Kela			0,17
P_{out}			101
Hyötysuhde η			0,87

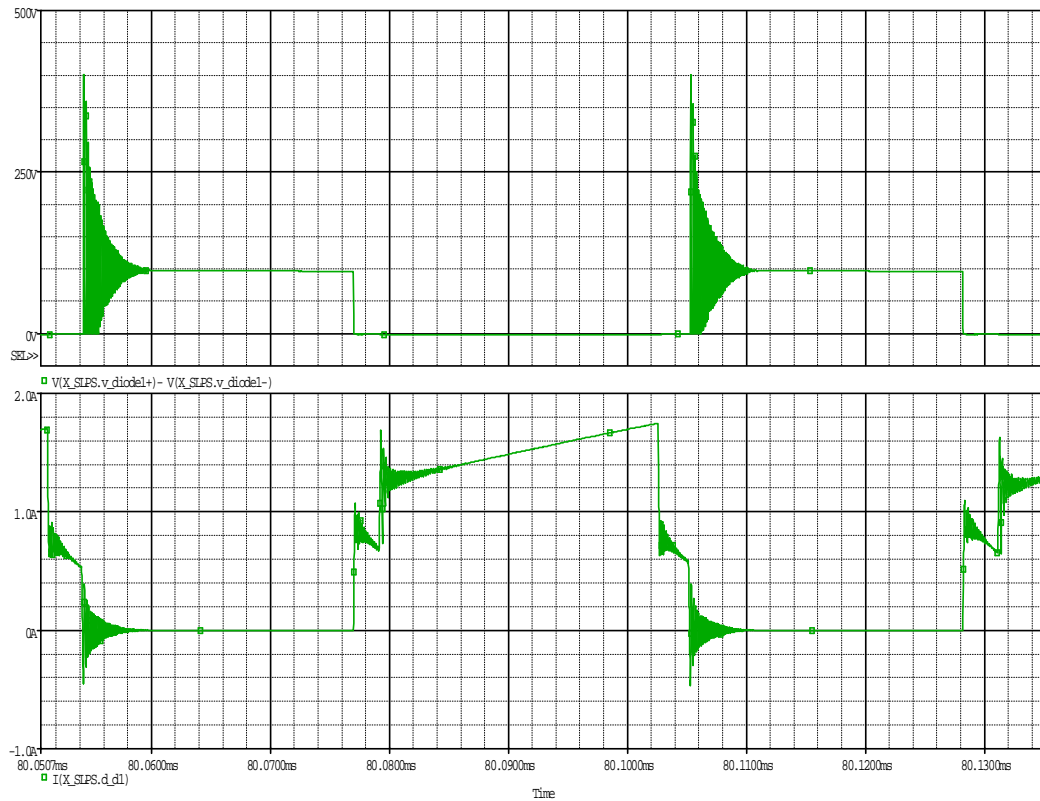
Kuvassa 17 on transistorin Q_4 simuloitua käyrämuotoa. Ylimpänä on hila-lähdettä jännite, keskimmaisena nielu-lähdettä jännite ja alimpana nieluvirta. Kun hila-lähdettä jännite on negatiivinen, transistorin läpi ei kulje virtaa ja transistorin nielun ja

lähteen välillä on tulojännitteen suuruinen jännite. Kun transistori on johtavassa tilassa, transistorin läpi kulkee virtaa ja transistorin nielun ja lähteen välillä ei ole juurikaan jännitettä. Virrassa ja nielu-lähde-jännitteessä näkyy värähtelyä sytytyksessä ja sammutuksessa. Ne johtuvat piirissä olevista hajainduktansseista ja -kapasitansseista. Värähtelyt lisäävät transistorin ja koko hakkurin häviöitä.



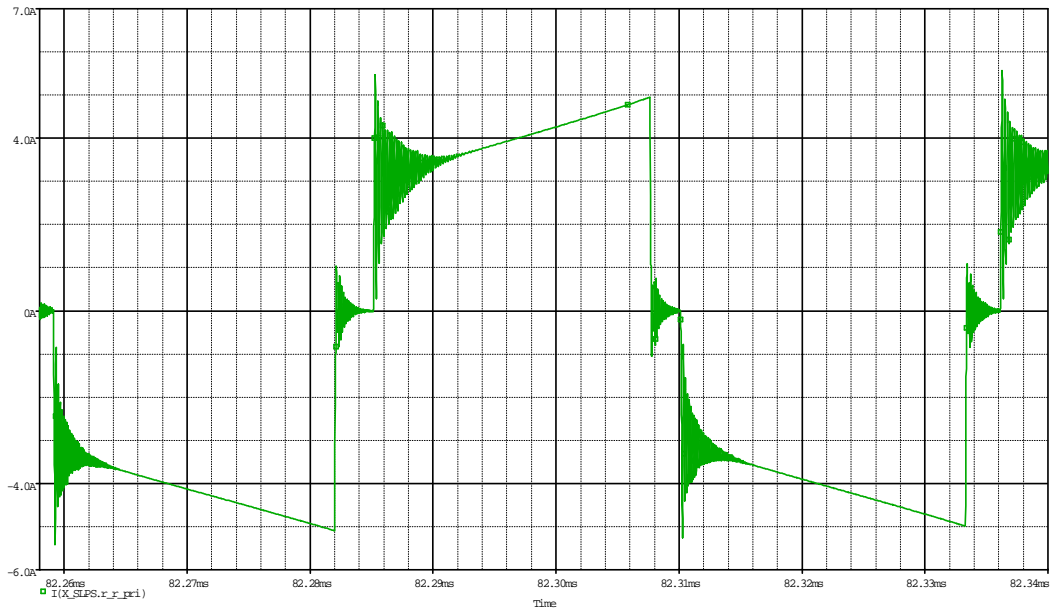
Kuva 17. Transistorin Q_4 simuloitut kytkentäkäyrät. Ylimpänä on hila-lähde-jännite, keskimmäisenä nielu-lähde-jännite ja alimpana nieluvirta.

Kuvassa 18 on diodisillan yhden diodin simuloitut käyrämuodot. Ylempänä on diodin yli oleva jännite ja alempana diodin läpi kulkeva virta. Kun diodi johtaa, sen yli on kynnysjännitteen suuruinen jännite, tosin kynnysjännite nousee hieman virran kasvaessa. Kun diodi ei johda, sen yli on muuntajan toision jännitteen suuruinen jännite. Diodin kytkentähäviöt syntyvät, kun diodi lähtee sammumaan. Diodin sammuessa näkyvä negatiivinen virta aiheutuu estoviivevarauksesta, joka diodiin on syötettävä, jotta diodi sammuu. Johtotilan häviöt syntyvät diodin johtaessa.



Kuva 18. Diodin simuloitut kytkentäkäyrät. Ylempänä on diodin yli oleva jännite ja alempana diodin läpi kulkeva virta. Kuvasta nähdään että kun diodi lähtee sammumaan, virta menee negatiiviseksi. Tämä johtuu estosuuntaisesta varauksesta, jonka pitää tyhjentyä ennen kuin diodi sammuu.

Kuvassa 19 on muuntajan ensiön virta. Kuvasta nähdään, että virta ei ole sinimuotoista. Ei-sinimuotoinen virta lisää muuntajassa tapahtuvia häviöitä (Albach 1996).



Kuva 19. Simuloidun piirin muuntajan ensiön virta. Ei-sinimuotoinen virta lisää muuntajan häviöitä.

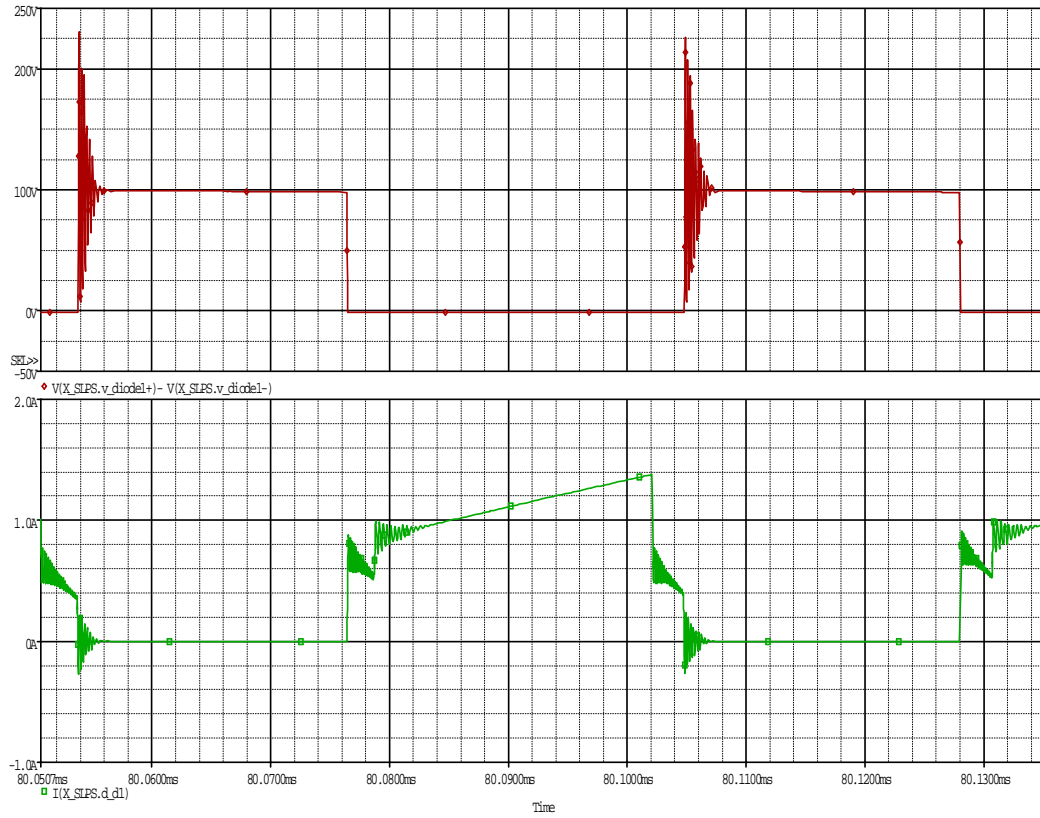
2.4 Piikarbidiodit

Diodisillan häviöiden pienentämiseksi toision piidiodit korvattiin piikarbi- eli SiC-diodeilla. Diodeiksi valittiin Creen valmistamat 600 V:n schottky-diodit. Taulukossa 2 on simuloinnista laskettu häviöbudjetti. Diodisillan häviöt ovat suuremmat kuin piidiodeilla, koska piikarbidiodia ei ollut tarjolla tarpeeksi matalalla jännitekestolla. Sen takia johtotilan häviöt olivat suuremmat kuin tavallisilla diodeilla. Tässä, kuten edellisessäkin, häviöbudjetissa lasketut häviöt ovat yhtä suuret kuin tulo- ja lähtötehon erotus.

Taulukko 2. Kokosiltahakkurin häviöbudjetti SiC-diodeilla. Vasemmanpuoleisessa sarakkeessa on laskettava komponentti. Kahdessa keskimmaisessä sarakkeessa on laskettu MOSFET:n johtotilan häviöt ja kytkentähäviöt, muuntajan magneettisydämen häviöt ja käämityksien häviöt, diodisillan johtotilan häviöt ja kytkentähäviöt sekä tulo- ja lähtökondensaattorin häviöt. Oikeanpuolimmaisessa sarakkeessa on ylimpänä numeroarvona tuloteho, sen jälkeen komponenttien kokonaishäviötehot. Toiseksi alimmaisella rivillä on lähtöteho ja alimmalla rivillä hyötysuhde.

	Häviöt [W]	Häviöt [W]	Teho [W]
P_{in}			117
MOSFET 1 kpl	Johtotila 0,54	KytKentä 0,29	3,3
Transistorin diodit	~0	1,17	4,7
Muuntaja	Core 3,1	Käämit 0,72	3,8
Diodisilta 1 kpl	Johtotila 0,78	KytKentä 0,03	3,2
Kondensaattorit	Tulo 0,007	Lähtö 0,002	0,009
Kela			0,17
P_{out}			102
Hyötysuhde η			0,87

Kuvassa 20 on diodisillan yhden diodin simuloidut käyrämuodot. Ylempänä on diodin yli oleva jännite ja alempana diodin läpi kulkeva virta. Kun diodi johtaa, sen yli on kynnsjännitteen suuruinen jännite. Kun diodi ei johda, sen yli on muuntajan toision jännitteen suuruinen jännite. Diodin kytkentähäviöt syntyvät, kun diodi lähtee sammumaan. SiC-diodin virran käyrämuodosta huomataan, että se laskee samalla tavalla negatiiviseksi kuin piidiodinkin, tosin negatiivinen virta on pienempi kuin piidiodilla.

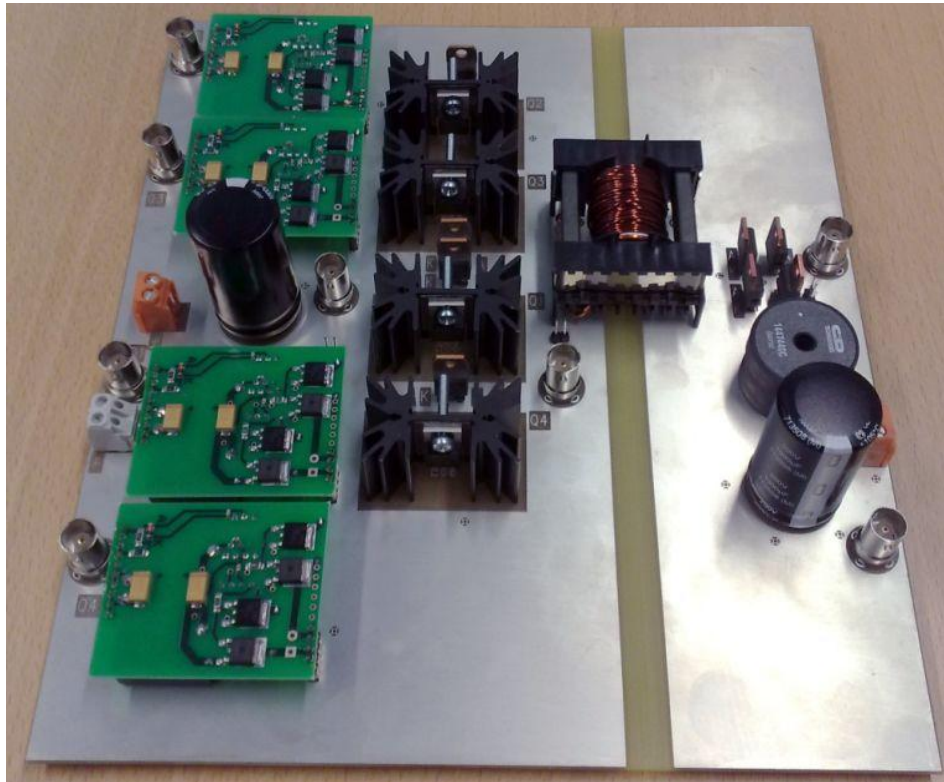


Kuva 20. SiC-diodin simuloitut kytkentäkäyrät. Ylempänä on diodin yli oleva jännite ja alempana diodin läpi kulkeva virta. SiC-diodin käyrämuodot eivät juurikaan poikkea piidiodien vastaavista.

3. PROTOTYYPPI

Kokosiltahakkurista suunniteltiin ja rakennettiin prototyyppi (kuva 21). Se mitoitettiin 35 V:n tulojännitteelle ja 100 V:n lähtöjännitteelle. Prototyypin layout-suunnittelu tehtiin Pads-ohjelmistolla ja piirilevy tilattiin Elektroniikan suunnittelukeskukselta. Kokosiltahakkurin muuntaja suunniteltiin ja käämittiin itse. Muuntajan sydänmateriaaliksi valittiin 3C90-ferriitti, koska sen häviöt olivat pienet käytetyllä taajuusalueella. Muut komponentit tilattiin Farnellilta. Prototyypin piirikaavio on esitetty liitteessä 3 ja hilaohjaimien piirikaavio liitteessä 4.

Prototyyppiin valitut transistorit ovat jännitekestoltaan ylimitoitettuja. Jos transistorien jännitekestoja laskettaisiin prototyypin vaatimalle tasolle, johtotilan vastus $R_{DS(ON)}$ pienenesi (Deboy 1998), ja niiden aiheuttamat häviöt pienenisivät. Samoin diodien virtakesto on liian suuri.

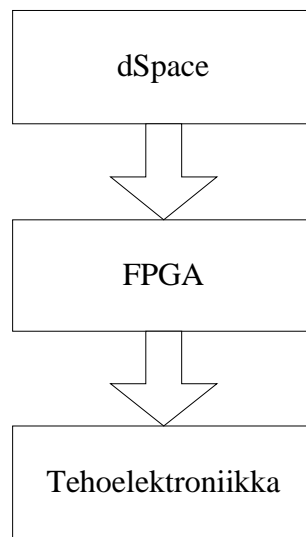


Kuva 21. Kokosiltahakkurin prototyyppi. Kuvassa vasemmalla ovat hilaohjaimet ja transistorit, keskellä muuntaja, oikealla diodisilta sekä lähtökela ja -kondensaattori.

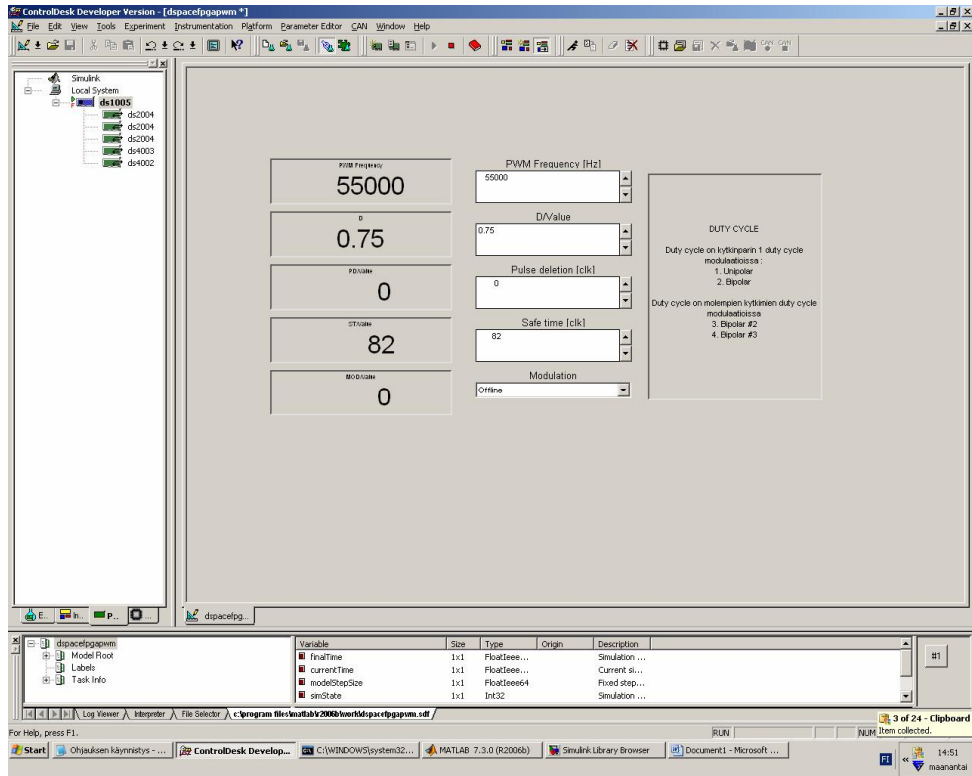
3.1 Prototyypin ohjaus

Prototyypin hilaohjaimina käytettiin Elektroniikan suunnittelukeskuksen suunnitteleamia ja valmistamia hilaohjaimia. Hilaohjainten piirikaavio on esitetty liitteessä 4. Alkuperäinen suunnitelma oli, että hilaohjeet lasketaan suoraan dSpace-järjestelmällä. Tämä ei kuitenkaan onnistunut, koska dSpace:n lähdöt eivät olleet synkronoituja keskenään. Siksi hilaohjeet laskettiin FPGA-piirillä.

Ohjauksen lohkokaavio on esitetty kuvassa 22. DSpace:sta on yhteys rinnakkaisportin kautta FPGA-piirille, jossa hilaohjeiden laskeminen tapahtuu. FPGA:lle tulee dSpace:sta ohjearvoina kytkentätaajuus, suoja-aika, liian lyhyen pulssin poisto ja toimintajakso. Kuvassa 23 on esitetty dSpace:n hallintapaneeli. Hallintapaneelin arvoja muuttamalla muuttuivat myös hilaohjaimille menevät hilaohjeet.

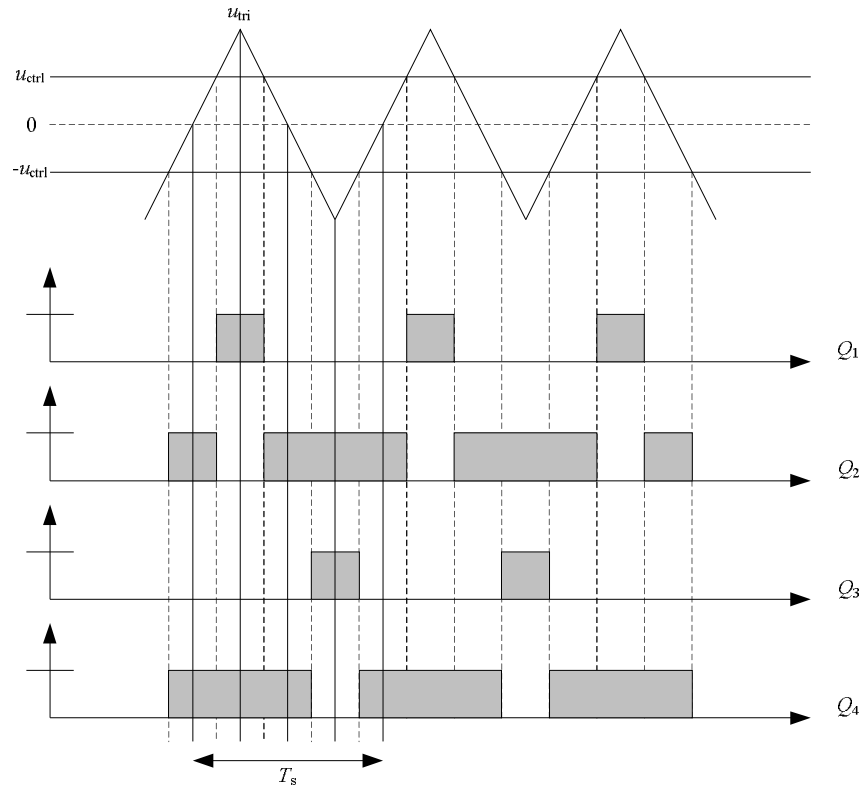


Kuva 22. Ohjauksen lohkokaavio. dSpace antaa ohjearvot FPGA:lle, jossa lasketaan hilaohjeet. Hilaohjaimet ohjaavat transistoreja.



Kuva 23. dSpace-ohjauspaneeli.

Kokosiltahakkurin muuntajan magnetoinnin on oltava symmetrinen, jotta jäännösvuo ei kyllästä muuntajan magneettisydäntä. Kyllästyminen aiheuttaa muuntajan induktanssin romahtamisen ja hakkurin hajoamisen. Hajainduktanssista johtuvalle virralle pitää olla reitti, joka toteutettiin siten, että vähintään kaksi kytkintä on samanaikaisesti johtavassa tilassa. Prototyypin ohjaussignaalit on esitetty kuvassa 24.



Kuva 24. Kokosiltahakkurin transistorien hilaohjeet. Transistorit Q_2 ja Q_4 johtavat yhtä aikaa tarjoten hajainduktansseihin varastoituneelle virralle kulkureitin. Kuvan tapauksessa toimintajakso D on 0,25. (Riipinen 2009).

4. TULOKSET

Transistorien kuollut aika asetettiin samaan arvoon kuin simuloinnissakin eli 1,5 μ s:iin. Yhden kytkimen kytkentätaajuus oli myös sama kuin simuloinnissa eli 19,5 kHz. Prototyypin lähtöteho oli noin 103 W. Virtalähteenä toimi Delta Elektronika SM 35-45. Kuormana käytettiin neljää 15 Ω :n kuormavastusta ja säätövastusta.

ESK:n valmistamien hilaohjaimien hitaus rajoitti kytkentätaajuuden valintaa. Hilaohjaimien lähdöstä mitattiin sytytysviiveeksi 0,8 μ s ja sammutusviiveeksi 2,8 μ s vertaamalla hilaohjaimen lähtöä FPGA:lta tulevaan ohjesignaaliin.

Kaikki mittaukset tehtiin LeCroyn digitaalisella oskilloskoopilla. Virtamittauksiin käytettiin LeCroy AP015 -mittapäättä, jännitteen mittaukseen käytettiin LeCroy PP005 -mittapäättä. Tulovirta mitattiin DC-lähteeltä tulevasta kaapelista ja lähtövirta mitattiin kuormalle menevästä kaapelista. Virtamittauksia varten piirilevyllä laitettiin testipinnejä, joihin kytkettiin kaapelilenkki, josta virta saatiin mitattua. Tulojännite ja lähtöjännite mitattiin kaapeliliittimistä, joissa tehonsyöttö- ja kuormakaapelit olivat kiinni. Diodin virtamittausta varten yhden diodin jalkaan juotettiin kaapelilenkki, josta diodin virta saatiin mitattua.

4.1 Piidiodit

Kokosiltahakkurin hyötysuhteeksi piidiodeilla saatiin 90 %. Taulukosta 3 nähdään että muuntajan häviöt ovat todellisuudessa simuloituja häviöitä pienemmät. Ero johtuu ainakin osaksi siitä, että simulointiohjelma arvioi sydänmateriaalin häviöitä liian suuriksi. Transistorien kytkentähäviöt ovat samaa suuruusluokkaa simulointitulosten kanssa, mutta johtotilan häviöt ovat suuremmat kuin simuloinnissa. Prototyypin tapauksessa johtotilan häviöitä laskettaessa otettiin huomioon nielu-lähde-resistanssin kasvaminen lämpötilan funktiona (Fairchild 2008). Diodisillan häviöt ovat myös samansuuntaiset simuloinnin kanssa. Transistorin sisäisten diodien kytkentähäviöt ovat merkittävästi pienemmät kuin simuloidun mallin. Suurin syy tähän on se, että simulointiohjelma arvioi diodien kytkentähäviöt liian suureksi. Simulointiohjelmalla saadut sisäisten diodin häviöt olivat yhteensä 4,7 W, kun prototyypistä lasketut häviöt olivat vain 0,3 W.

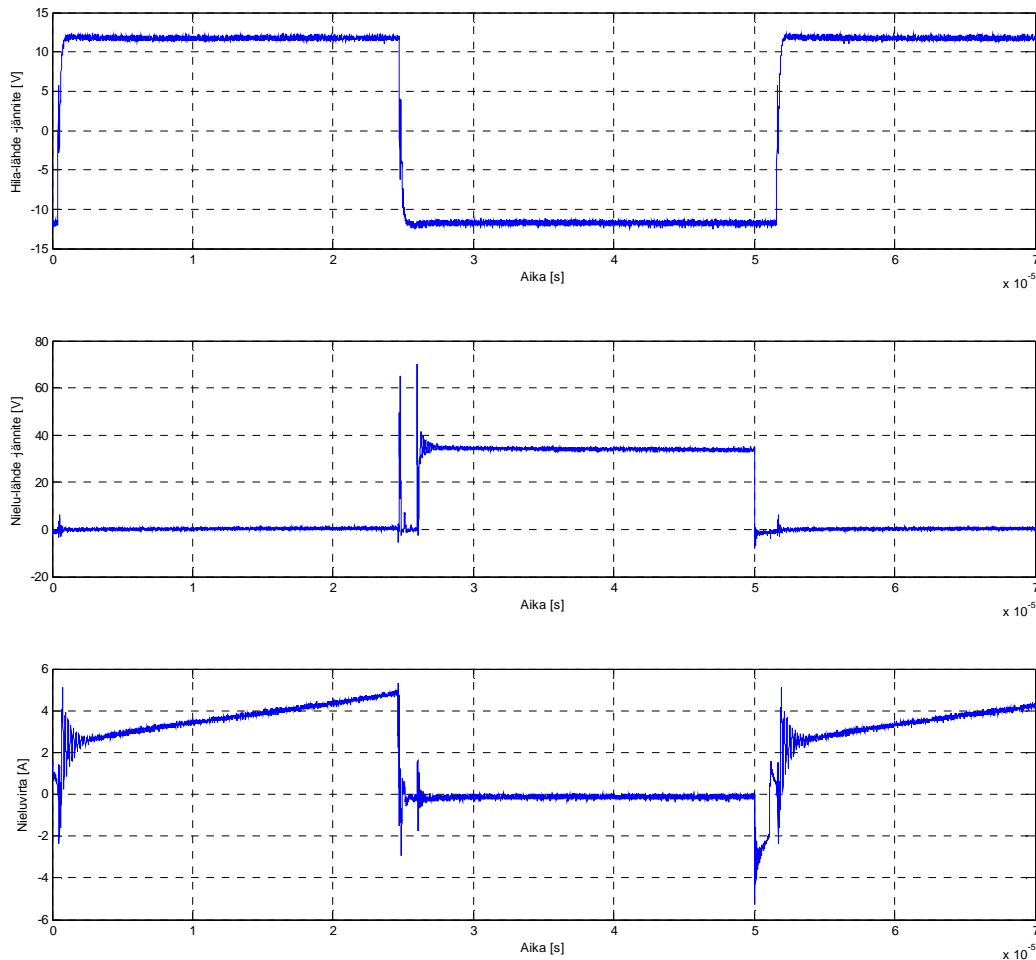
Taulukko 3. Kokosiltahakkurin häviöbudjetti piidiodeilla. Vasemmanpuoleisessa sarakkeessa on laskettava komponentti. Kahdessa keskimmäisessä sarakkeessa on laskettu MOSFET:n johtotilan häviöt ja kytkentähäviöt, muuntajan magneettisydämen häviöt ja käämityksien häviöt, diodisillan johtotilan häviöt ja kytkentähäviöt sekä tulo- ja lähtökondensaattorin häviöt. Oikeanpuolimmaisessa sarakkeessa on ylimpänä numeroarvona tuloteho, sen jälkeen komponenttien kokonaishäviötehot. Toiseksi alimmaisella rivillä on lähtöteho ja alimmalla rivillä hyötysuhde.

	Häviöt [W]	Häviöt [W]	Teho [W]
P_{in}			114,5
MOSFET 1 kpl	Johtotila 0,80	KytKentä 0,31	4,5
Transistorin diodit	Johtotila ~0	KytKentä 0,07	0,3
Muuntaja	Core 0,46	Käämit 0,9	1,4
Diodisilta 1 kpl	Johtotila 0,6	KytKentä 0,024	2,5
Kondensaattorit	Tulo 0,7	Lähtö 0,08	0,8
Kela			0,2
P_{out}			103
Hyötysuhde η			0,90

Häviöbudjetissa lasketut häviöt ovat noin 2 W pienemmät verrattuna todellisiin häviöihin eli kun tulotehosta vähennetään häviöt, saadaan noin 2 W suurempi arvo kuin yhteenlasketut häviötehot. Häviölaskuissa on hankala ottaa huomioon värähtelyjen aiheuttamia häviöitä. Myöskään piirilevyn johdinvetojen resistanssia ei ole otettu millään tavalla huomioon. Tulo- ja lähtökondensaattorien häviöt prototyypissä olivat huomattavasti suuremmat kuin simuloinnissa, tosin ero on pienempi kuin transistorin sisäisten diodien tapauksessa.

Kuvassa 25 on transistorin Q_4 (kuva 6) mitatut kytkentäkäyrät. Ylimpänä on hila-lähde-jännite, keskimmäisenä nielu-lähde-jännite ja alimpana nieluvirta. Kun hila-lähde-jännite on negatiivinen, transistorin läpi ei kulje virtaa ja transistorin nielun ja lähteen välillä on tulojännitteen suuruinen jännite. Kun transistori on johtavassa tilassa, transistorin läpi kulkee virtaa ja transistorin nielun ja lähteen välillä ei ole juurikaan jännitettä. Käyrämuodoista nähdään, että transistorit toimivat

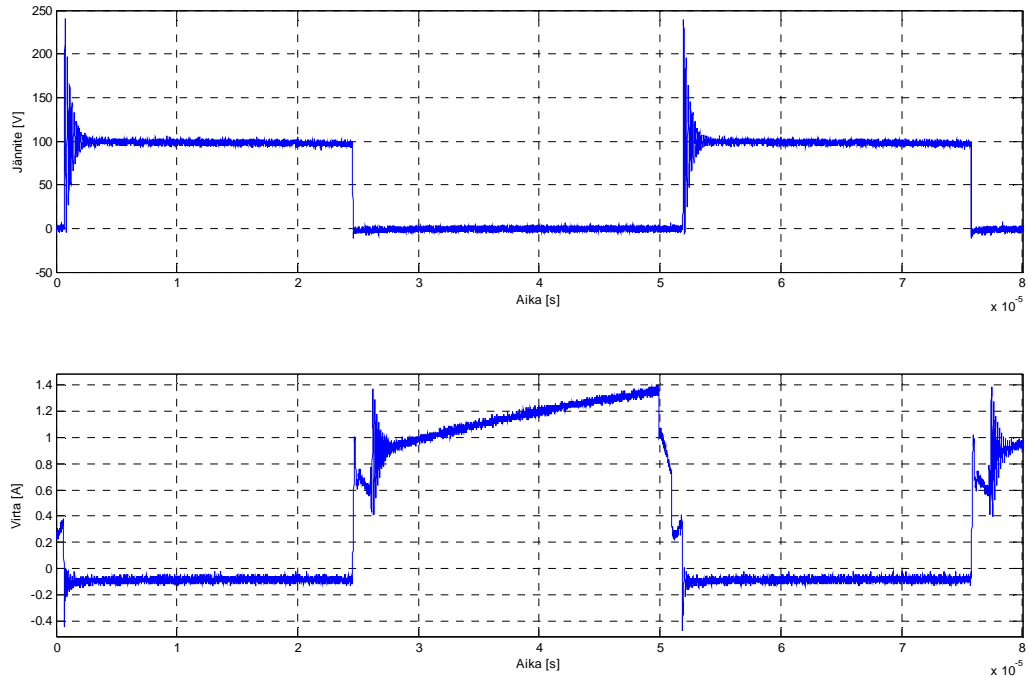
nollajännitekytkennällä, koska mitattu negatiivinen virta pääsee tyhjentämään transistorin loiskapazitanssit. Negatiivisen virran aiheuttaa transistorin sisäisen diodin läpi kulkeva virta. Mitatut käyrämuodot ovat samansuuntaiset kuvan 17 simuloituihin käyrämuotoihin verrattuna. Värähtelyt jännitteessä ja virrassa näkyvät molemmassa. Voidaan siis todeta, että simulointimalli kuvaa hyvin todellisen kytkennän toimintaa.



Kuva 25. Transistorin Q_4 mitatut kytkentäkäyrät. Ylimpänä on hila-lähde -jännite, keskimmäisenä nielu-lähde -jännite ja alimpana nieluvirta. Nieluvirta menee ennen transistorin syytystä negatiiviseksi, joka tyhjentää transistorin hajakapazitanssit. Myös nielu-lähde -jännite tippuu noltaan volttiin. Sen jälkeen transistori syytetään eli tapahtuu nollajännitekytkentä. Tämä vähentää kytkentähäviöitä.

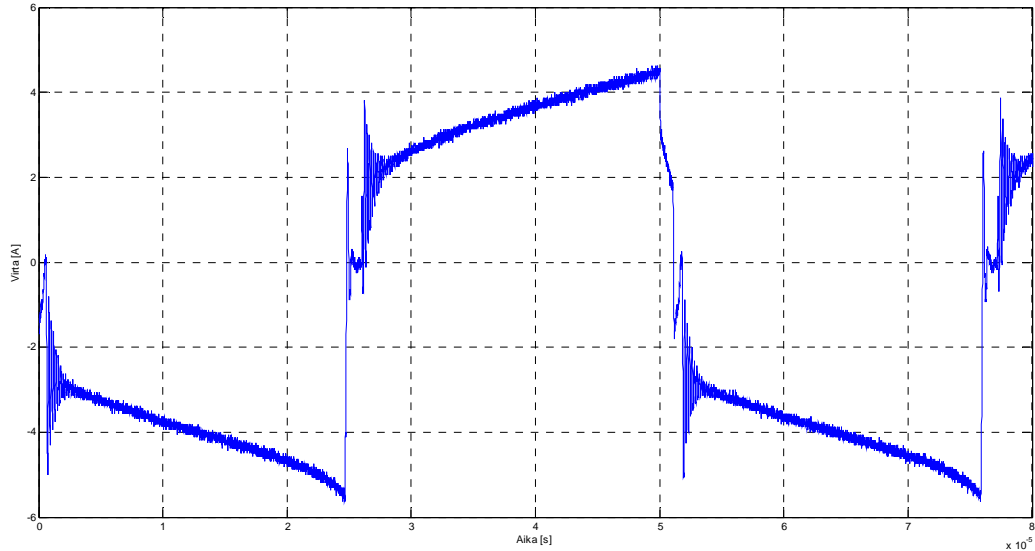
Kuvassa 26 on diodisillan yhden diodin mitatut käyrämuodot. Ylempänä on diodin yli oleva jännite ja alempana diodin läpi kulkeva virta. Diodin johtaessa sen yli on kynnysjännitteen suuruinen jännite, tosin kynnysjännite nousee hieman virran kasvaessa. Kun diodi ei johda, sen yli on muuntajan toisioin jännitteen suuruinen jännite. Diodin kytkentähäviöt syntyvät diodin alkaessa sammumaan. Diodin

sammuessa näkyvä negatiivinen virta aiheutuu estoviivevarauksesta, joka on tyhjennettävä, jotta diodi sammuu. Johtotilan häviöt syntyvät diodin johtaessa. Myös diodin käyrämuodot vastaavat kuvan 18 simuloituja käyrämuotoja.



Kuva 26. Diodin mitatut kytkentäkäyrät. Ylempänä on diodin yli oleva jännite ja alempana diodin läpi kulkeva virta. Kuvasta nähdään että kun diodi lähtee sammumaan, virta menee negatiiviseksi. Tämä johtuu estosuuntaisesta varauksesta, jonka pitää tyhjentyä ennen kuin diodi sammuu.

Muuntajan ensiön virta on esitetty kuvassa 27. Kuten kuvasta nähdään, virta ei ole sinimuotoista. Ei-sinimuotoinen virta lisää muuntajan käämityksissä ja sydänmateriaalissa tapahtuvia häviöitä (Albach 1996). Muuntajan sydänmateriaalin häviöt ovat laskettua arvoa suuremmat, koska todellista AC-vuota on äärimmäisen vaikea mitata. Muuntajan ensiön virran käyrämuoto vastaa kuvan 19 simuloitua tulosta.



Kuva 27. Muuntajan ensiön virta. Kuten käyrämuodosta huomataan, ensiön virta ei ole sinimuotoista, mikä lisää muuntajassa tapahtuvia häviöitä.

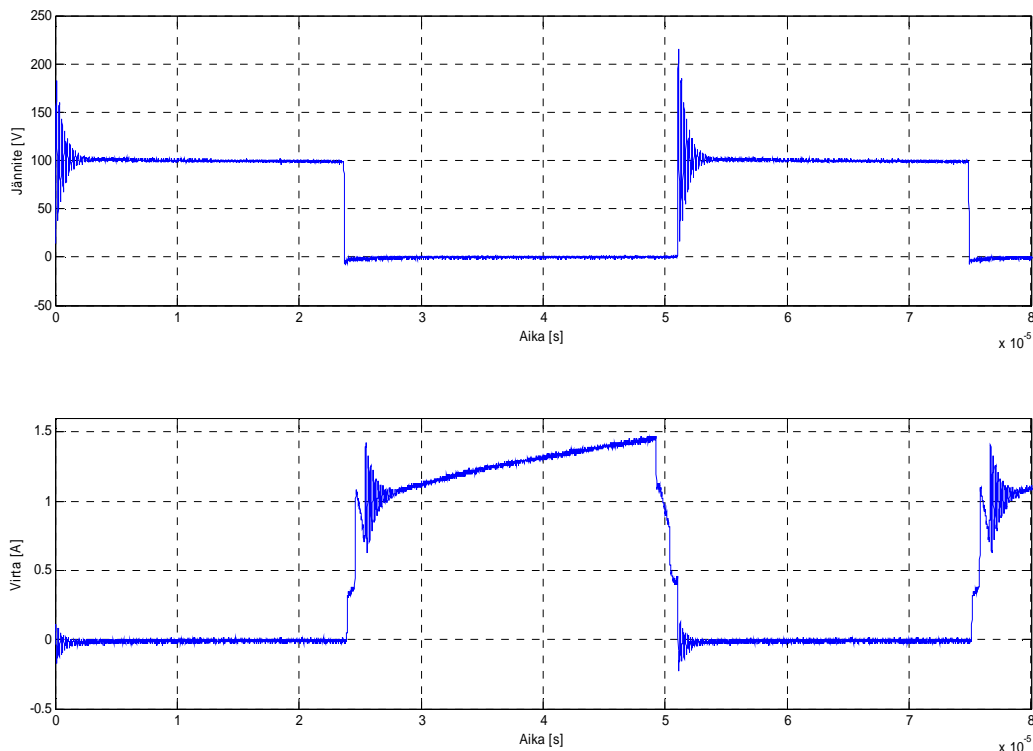
4.2 Piikarbidiodit

Toision diodisillan diodit korvattiin SiC-diodeilla. Taulukossa 4 on laskettu häviöbudjetti. Hakkurin hyötysuhteeksi saatiin 88 %. Lähtöteho pyrittiin pitämään samana, tuloteho nousi vähän lisääntyneiden häviöiden takia. SiC-diodien häviöt ovat hyvin samansuuntaiset simulointimallin kanssa, eli kytkentähäviöt ovat merkityksettömät verrattuna johtotilan häviöihin. Johtotilan häviöitä saataisiin pienennettyä vaihtamalla diodit jännitekestoltaan pienempiin, jolloin myötäsuuntainen jännitteenalenema olisi pienempi. Myös SiC-diodeilla varustetun kokosillan tapauksessa lasketut häviöt ovat noin 2 W pienemmät kuin todelliset häviöt.

Taulukko 4. Kokosiltahakkurin häviöbudjetti SiC-diodeilla. Vasemmanpuoleisessa sarakkeessa on laskettava komponentti. Kahdessa keskimmaisessa sarakkeessa on laskettu MOSFET:n johtotilan häviöt ja kytkentähäviöt, muuntajan magneettisydämen häviöt ja käämityksien häviöt, diodisillan johtotilan häviöt ja kytkentähäviöt sekä tulo- ja lähtökondensaattorin häviöt. Oikeanpuolimmaisessa sarakkeessa on ylimpänä numeroarvona tuloteho, sen jälkeen komponenttien kokonaishäviötehot. Toiseksi alimmaisella rivillä on lähtöteho ja alimmalla rivillä hyötysuhde.

	Häviöt [W]	Häviöt [W]	Teho [W]
P_{in}			118
MOSFET 1 kpl	Johtotila 0,92	KytKentä 0,33	5,0
Transistorin diodit	~0	0,07	0,3
Muuntaja	Core 0,46	Käämit 0,9	1,4
Diodisilta 1 kpl	Johtotila 0,96	KytKentä 0,03	4,0
Kondensaattorit	Tulo 0,8	Lähtö 0,09	0,9
Kela			0,2
P_{out}			104,4
Hyötysuhde η			0,88

Kuvassa 28 on diodisillan yhden diodin mitatut käyrämuodot. Ylempänä on diodin yli oleva jännite ja alempana diodin läpi kulkeva virta. Diodin kytkentähäviöt syntyvät silloin kun diodi lähtee sammumaan. Diodin sammussa ei näy juurikaan negatiivista virtaa, koska SiC-diodilla ei ole estosuuntaista varausta (Cree 2006). Johtotilan häviöt syntyvät diodin johtaessa.



Kuva 28. SiC-diodin kytkentäkäyrät. Kuten kuvasta nähdään, SiC-diodilla ei ole juurikaan estosuuntaista varausta, eli diodi sammuu nopeammin kuin tavallinen piidiodi.

4.3 Litz-johtiminen muuntaja

Muuntajaa suunniteltaessa lähdetään siitä oletuksesta, että sydänmateriaalin ja johtimien häviöt ovat yhtä suuret. Kuten yllä olevista tuloksista nähdään, niin ei tässä tapauksessa ole. Muuntajan käämityksissä tapahtuvia häviöitä voidaan vähentää vaihtamalla yksisäikeinen kuparijohdin monisäikeiseksi litz-johtimeksi. Vaihdon pitäisi pienentää käämien AC-resistanssia ja siten myös käämihäviöitä. Lomittelemalla muuntajan käämitykset toistensa kanssa läheisysefetti minimoituu ja käämityksen häviöt pienenevät. Lomittelu vähentää myös hajainduktanssia, jolloin hajainduktanssiin varastoitunut energia vähenee ja piirin induktiiviset jännitepiikit pienenevät. Toisaalta lomittelu lisää käämien välistä kapasitanssia. Oikeaa lomittelutekniikkaa käyttäen hajainduktanssi voi olla jopa yhdeksän kertaa pienempi kuin lomittelemattomalla muuntajalla. (Prieto 1997).

Muuntajan optimointi aloitettiin vaihtamalla yksisäikeinen kuparijohdin monisäikeiseksi litz-johtimeksi. Tämän pitäisi pienentää käämien häviöitä, koska virran ahtoa ei tapahdu ohutlankaisella johtimella. Muuntaja käämittiin samalla

tavalla kuin ensimmäinenkin, eli ensimmäiseksi laitettiin kaikki ensiön kierrokset ja ensiön päälle käämittiin toisio. Diodeiksi vaihdettiin tavalliset piidiodit, joiden häviöt olivat pienemmät kuin SiC-diodien. Kytkenän häviöbudjetti on esitetty taulukossa 5. Kytkenän hyötysuhteeksi saatiin 94 %, eli hyötysuhde on neljä prosenttiyksikköä parempi kuin tavallisilla diodeilla ja yksisäikeisellä kuparilangalla käämityn muuntajan tapauksessa. Hyötysuhteen nousu on merkittävä.

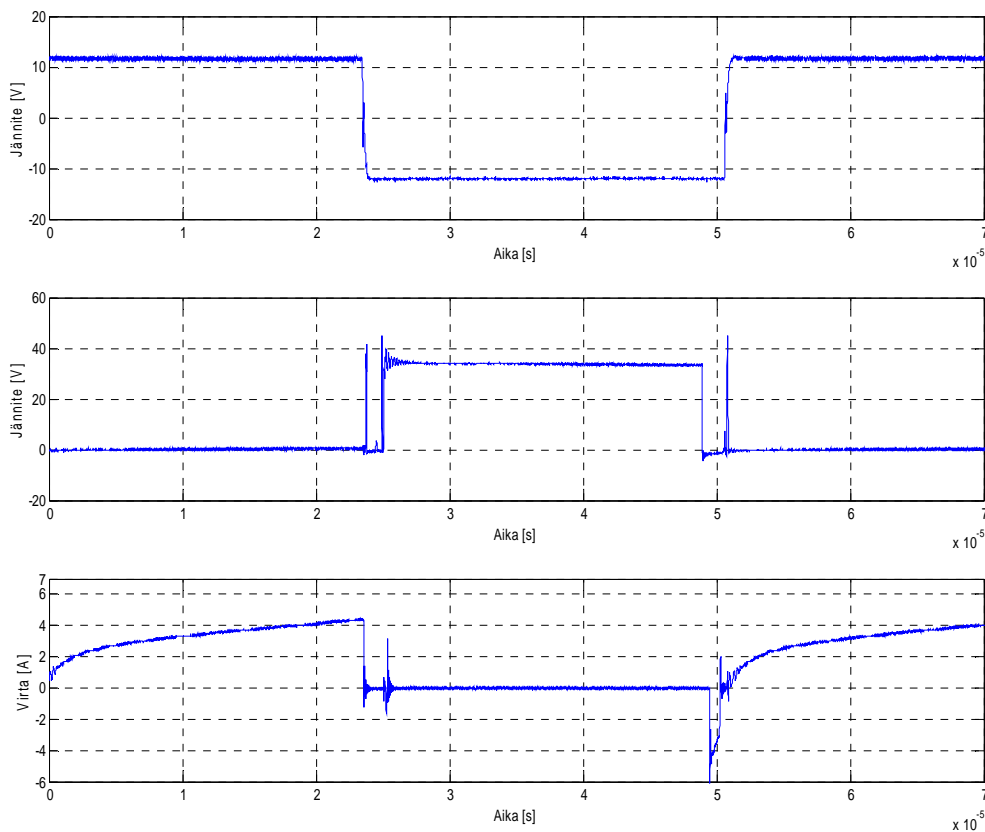
Taulukko 5. Kokosiltahakkurin häviöbudjetti litz-muuntajalla. Vasemmanpuoleisessa sarakkeessa on laskettava komponentti. Kahdessa keskimmäisessä sarakkeessa on laskettu MOSFET:n johtotilan häviöt ja kytkentähäviöt, muuntajan magneettisydämen häviöt ja käämityksien häviöt, diodisillan johtotilan häviöt ja kytkentähäviöt sekä tulo- ja lähtökondensaattorin häviöt. Oikeanpuolimmaisessa sarakkeessa on ylimpänä numeroarvona tuloteho, sen jälkeen komponenttien kokonaishäviötehot. Toiseksi alimmaisella rivillä on lähtöteho ja alimmalla rivillä hyötysuhde.

	Häviöt [W]	Häviöt [W]	Teho [W]
P_{in}			111
MOSFET	Johtotila	Kytkenä	3,8
1 kpl	0,67	0,28	
Transistorin diodit	~0	0,07	0,3
Muuntaja	Core	Käämit	1,2
	0,46	0,74	
Diodisilta	Johtotila	Kytkenä	2,3
1 kpl	0,55	0,036	
Kondensaattorit	Tulo	Lähtö	0,7
	0,69	0,001	
Kela			0,14
P_{out}			104
Hyötysuhde η			0,94

Litz-muuntajalla varustetun kokosillan häviöbudjetissa lasketut häviöt ovat 1,5 W liian suuret verrattuna mitattuihin häviöihin. Tämä on juuri päinvastainen tulos kuin tavallisessa kuparijohtimella varustetun muuntajan häviöbudjetissa, jossa lasketut häviöt olivat liian pienet verrattuna mitattuihin häviöihin. Muuntajan käämilangan vaihdolla saavutettiin huomattavasti suurempi hyötysuhteen muutos kuin vaihtamalla piidiodit SiC-diodeihin. Jos kokosiltahakkurin lähtöjännite olisi ollut

korkeampi, diodien vaihdolla olisi ollut enemmän merkitystä. Myös transistorien johtotilan häviöt ovat pienemmät kuin tavallisella muuntajalla varustetussa kokosillassa.

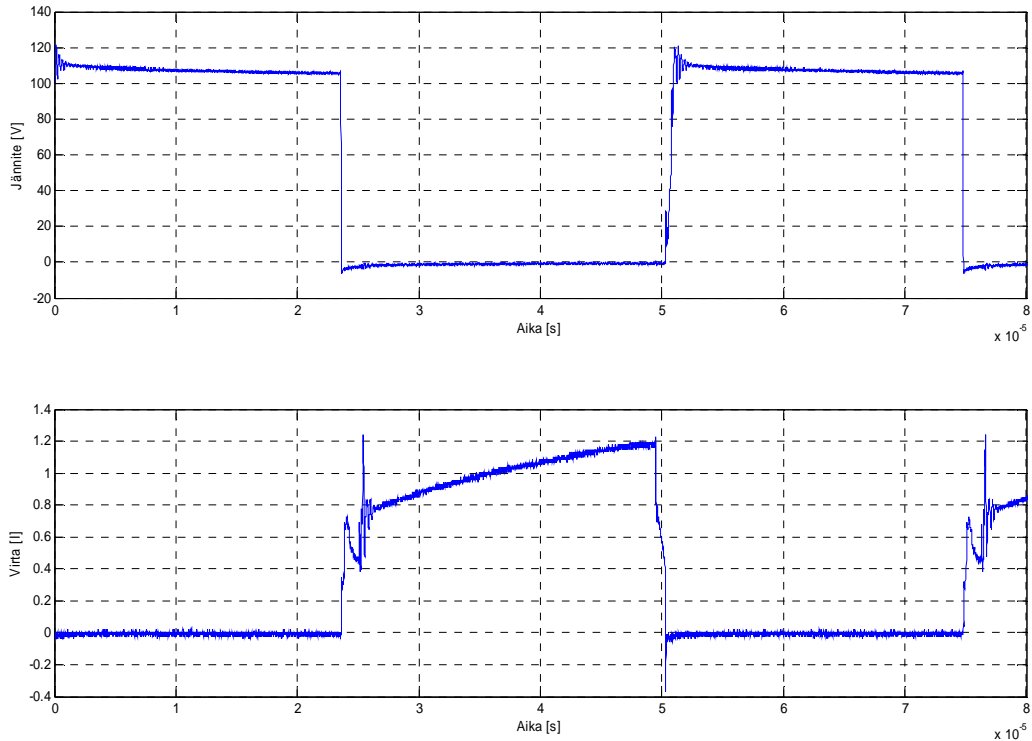
Kuvassa 29 on transistorin Q_4 mitatut kytkentäkäyrät. Kytkentäkäyrästä huomataan, että litz-johtiminen muuntaja vähensi transistorin sytytyksessä tapahtuvaa jännitepiikkiä. Tämä vähentää sytytyksessä tapahtuvia häviöitä, mikä on huomattavissa myös häviöbudjetissa pienentyneinä kytkentähäviöinä. Transistorin sammutus tapahtuu edelleen nolajännitteellä, joten sammutuksessa ei häviötä juurikaan tule. Myös virran värähtely pienentyi huomattavasti.



Kuva 29. Transistorin Q_4 mitatut kytkentäkäyrät. Ylimpänä on hila-lähde-jännite, keskimmäisenä nielu-lähde-jännite ja alimpana nieluvirta. Kuvasta nähdään, että jännitepiikit ovat huomattavasti pienemmät kuin tavallisella muuntajalla mitattujen käyrämuotojen.

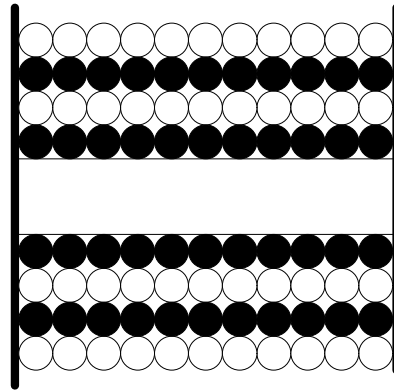
Kuvassa 30 on diodisillan yhden diodin mitatut käyrämuodot. Diodin syttyessä ja sammuttaessa tapahtuvat jännitepiikit ja niitä seuranneet värähtelyt ovat pienentyneet huomattavasti verrattuna tavallisella muuntajalla mitattuihin käyrämuotoihin. Tämä

johtuu siitä, että litz-muuntajan hajasuureet ovat pienemmät kuin tavallisen muuntajan.



Kuva 30. Diodin mitatut kytkentäkäyrät. Ylempänä on diodin yli oleva jännite ja alempana diodin läpi kulkeva virta. Kuvasta nähdään, että kun diodi lähtee sammumaan, virta menee negatiiviseksi. Tämä johtuu estosuuntaisesta varauksesta, joka pitää syöttää, ennen kuin diodi sammuu. Kuten kuvasta huomataan, diodin syttyessä ja sammuesssa tapahtuvat jännitepiikit ovat huomattavasti pienemmät kuin tavallisella muuntajalla.

Muuntajan optimointia jatkettiin lomittamalla muuntajan ensiön ja toision käämit. Tämän pitäisi pienentää käämien läheisysefektiiä ja siten muuntajan käämien häviöitä. Käämiminen toteutettiin kuvan 31 mukaisesti. Lähteessä (Prieto 1997) on esitetty muitakin tapoja lomitella muuntajan käämitykset, jotka pienentäisivät hajainduktanssia enemmän kuin valittu. Tämä tapa valittiin kuitenkin käämimisen helppouden takia.



Kuva 31. Lomitellun muuntajan käämit. Ension johtimet on merkitty mustalla, toision johtimet ovat valkoiset (Prieto 1997).

Taulukossa 6 on esitetty lomitellun muuntajan häviöbudjetti. Kytkennän hyötysuhteeksi saatiin 94 %. Lomitelu ei tässä tapauksessa tuottanut merkittävää parannusta verrattuna edelliseen. Häviöbudjetin lasketut häviöt ovat 1 W:n suuremmat kuin mitatut häviöt. Ei-lomitellun muuntajan tapauksessa lasketut häviöt olivat 1,5 W:a suuremmat kuin mitatut. Molemmissa tapauksissa lasketut häviöt olivat siis suuremmat kuin todelliset häviöt. Tätä voidaan pitää hyvänä tuloksena.

Lomitellulla litz-muuntajalla lasketut transistorien johtotilan häviöt olivat hieman suuremmat kuin ei-lomitellulla. Myös diodisillan diodien johtotilan häviöt olivat suuremmat kuin ei-lomitellun tapauksessa. Yksi syy siihen voi olla, että lomitelu lisää muuntajan käämien välistä hajakapasitanssia. Hajakapasitanssin lisäys taas lisää värähtelyä, jolloin häviöt kasvavat. Tosin molemmilla muuntajilla varustettujen hakkurien hyötysuhde oli yhtä hyvä ja huomattavasti parempi kuin tavallisella kuparilangalla käämityn muuntajan.

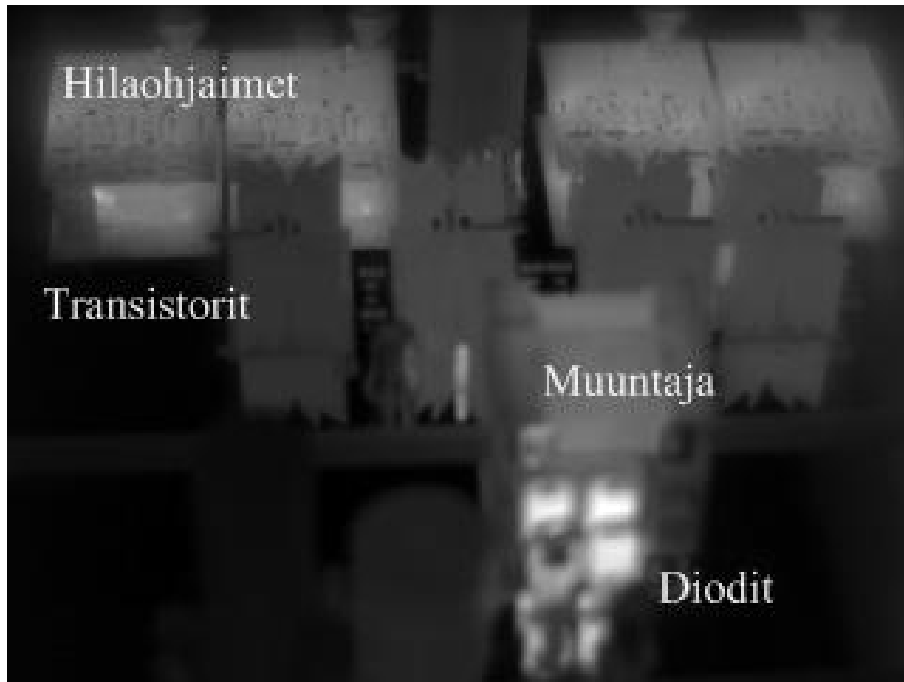
Taulukko 6. Kokosiltahakkurin häviöbudjetti lomitellulla litz-muuntajalla. Vasemmanpuoleisessa sarakkeessa on laskettava komponentti. Kahdessa keskimmäisessä sarakkeessa on laskettu MOSFETin johtotilan häviöt ja kytkentähäviöt, muuntajan magneettisydämen häviöt ja käämityksien häviöt, diodisillan johtotilan häviöt ja kytkentähäviöt sekä tulo- ja lähtökondensaattorin häviöt. Oikeanpuolimmaisessa sarakkeessa on ylimpänä numeroarvona tuloteho, sen jälkeen komponenttien kokonaishäviötehot, toiseksi alimmaisella rivillä lähtöteho ja alimmalla rivillä hyötysuhde.

	Häviöt [W]	Häviöt [W]	Teho [W]
P_{in}			110
MOSFET 1 kpl	Johtotila 0,76	KytKentä 0,3	4,2
Transistorin diodit	~0	0,07	0,3
Muuntaja	Core 0,46	Käämit 0,74	1,2
Diodisilta 1 kpl	Johtotila 0,63	KytKentä 0,03	2,6
Kondensaattorit	Tulo 0,68	Lähtö 0,001	0,7
Kela			0,16
P_{out}			103
Hyötysuhde η			0,94

4.4 Lämpökamerakuvat hakkurista

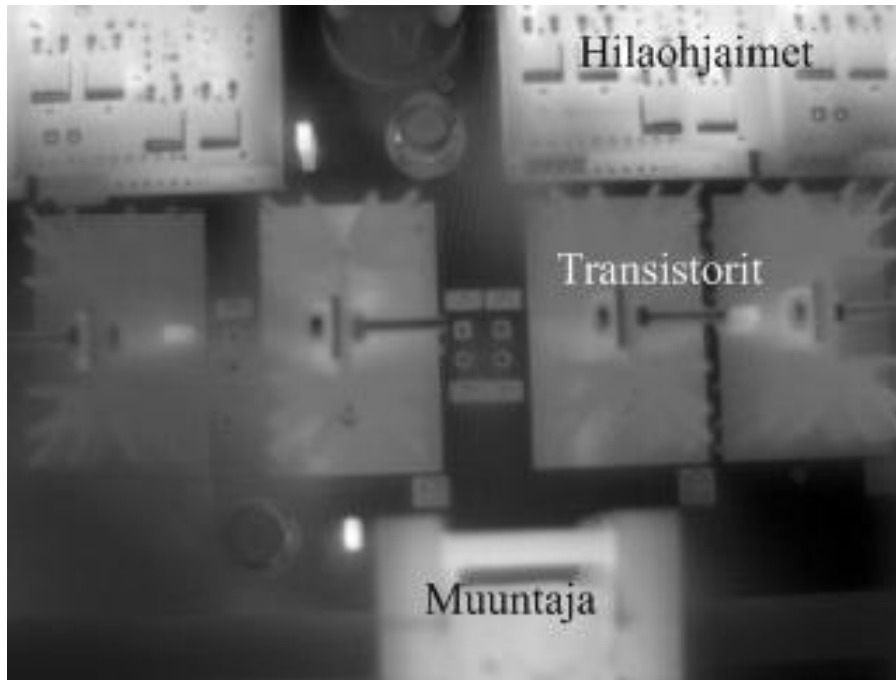
Litz-johtimisella ei-lomitellulla muuntajalla varustetusta kokosiltahakkurista otettiin lämpökameralla kuvia, että voitiin varmistua häviöbudjetin paikkansapitävyydestä. Lämpökameralla otetuista kuvista huomataan, että komponentit, joilla on suurimmat lasketut häviöt, lämpenevät eniten. Kuvassa 32 on lämpökameralla otettu kuva koko hakkurista. Kuvasta nähdään, että etualalla oleva diodisilta käy kuumimpana, noin 70-asteisena ympäristön lämpötilan ollessa noin 25-astetta. Transistorit lämpenevät noin 45-asteisiksi ja muuntaja noin 55-asteiseksi. Taustalla olevat hilaohjaimet lämpenevät yllättävän paljon, noin 50-asteisiksi. Niitä ei tosin huomioitu häviöbudjetteja laadittaessa, koska kyseessä eivät ole täysitehoiseen prototyyppiin tulevat hilaohjaimet. Koko järjestelmän

hyötysuhdetta arvioitaessa hilaohjaimien häviöt tulisi sisällyttää kokonaishyötysuhteeseen.



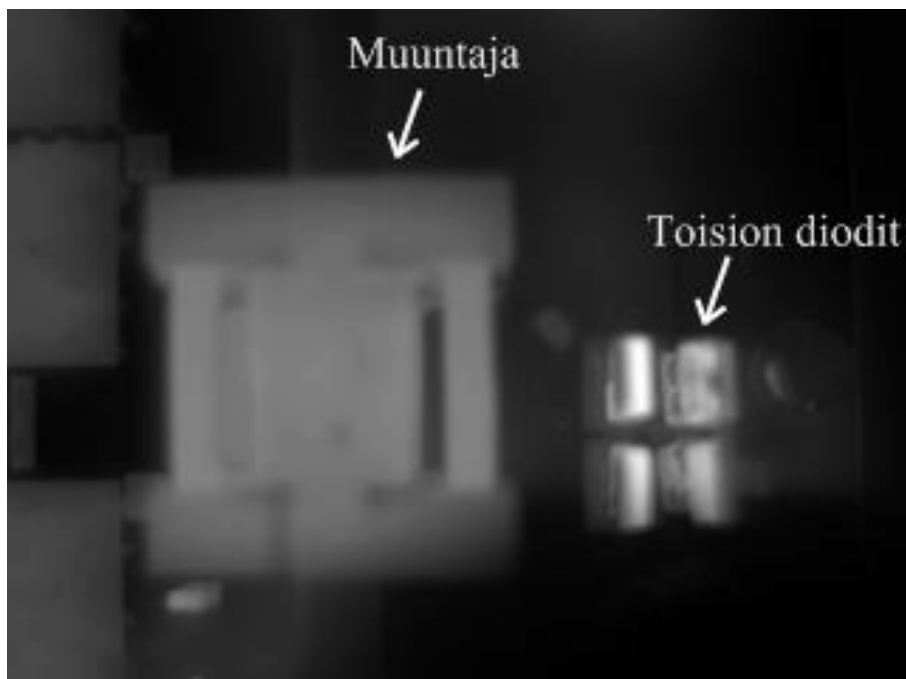
Kuva 32. Kokosiltahakkurin kuva lämpökameralla. Kuvassa etualalla näkyy vaaleana toision diodisilta, diodisillan takana on muuntaja, transistorit ja ylimpänä on hilaohjaimet. Diodisillan diodit käyvät kuumimpana, mikä voidaan päätellä siitä että ne ovat vaaleimmat.

Kuvassa 33 on kokosiltahakkurin transistorit. Transistorit eivät paljoa lämpene, mutta testipinnien kuumeneminen oli yllätys. Myös muuntajan käämit ja sydän lämpenevät. Hilaohjaimet kuvan yläreunassa lämmittävät osaltaan myös transistorien jäähdytysilejä.



Kuva 33. Kokosiltahakkurin transistorit. Transistorit eivät juurikaan lämpene. Kaksi pientä vaaleaa kohdetta ovat testipinnejä, joista virrat mitattiin.

Kuvassa 34 on hakkurin muuntaja ja diodisilta. Diodisillan diodit kuumenevat lähes 70-asteiseksi. Muuntajan sydän kuumenee myös, samoin käämitykset.



Kuva 34. Kokosiltahakkurin muuntaja ja diodisilta. Diodit kuumenevat reilusti, samoin muuntaja.

5. JOHTOPÄÄTÖKSET

Kolmesta esitellystä hakkuritopologiasta kokosilta valittiin tarkempaan tutkimukseen, koska se sopii kirjallisuuden mukaan paremmin suuremmille tehoille kuin flyback- tai forward-hakkuri ja sen hyötysuhde on parempi.

Kokosiltahakkurin pääasialliset häviölähteet olivat simuloinnin mukaan muuntaja, diodisilta ja transistorit, varsinkin transistorien sisäiset diodit. Simuloinnin mukaan piikarbididiodit eivät tuoneet parannusta hakkurin hyötysuhteeseen. Simuloidun hakkurin hyötysuhteeksi saatiin 87 % niin pii- kuin piikarbididiodilla.

Kokosiltahakkurista tehtiin prototyyppi, jolla varmistettiin simulointimallin paikkansapitävyys. Tulokset olivat hyvin samansuuntaisia simulointimallin kanssa, joten simuloituja tuloksia voidaan pitää suhteellisen tarkkoina. Prototyypin hyötysuhde piidiodeilla oli 90 %. Vaihtamalla tasasuuntaussiltaan piikarbididiodit hyötysuhde laski kaksi prosenttiyksikköä ollen 88 %. Hyötysuhteen heikkeneminen johtui siitä, että piikarbididiodien johtotilan häviöt olivat huomattavasti suuremmat kuin piidiodeilla. Tämä johtuu siitä, että piikarbididiodien edut verrattuna piidiodeihin tulevat esille vasta korkeammilla jännitteillä. Nämä tulokset pitävät paikkaansa hyvin lähteessä (Hefner 2001) annettujen tietojen kanssa.

Kokosiltahakkurin optimointia jatkettiin vaihtamalla tasasuuntaussiltaan piidiodit ja käänimällä uusi muuntaja, jossa ensiön ja toision johtimina käytettiin ohutsäikeistä litz-lankaa. Hyötysuhde nousi neljä prosenttiyksikköä 94 %:iin, joka on merkittävä parannus. Suurin syy hyötysuhteen paranemiseen oli värähtelyjen poistuminen hakkurista. Transistorien sytytyksessä ja diodien sammutuksessa tapahtuvat jännitteen ja virran värähtelyt hävisivät miltei kokonaan. Lomiteltu litz-muuntaja ei tässä tapauksessa tuonut parannusta hyötysuhteeseen.

Lämpökameran kuvista huomattiin, että häviöbudjetissa suurimmat lasketut häviölähteet lämpenivät myös eniten. Se todistaa, että lasketut häviöt ovat lähellä todellisia häviöitä. Lämpökameran kuvista huomataan myös, että virtamittauksia varten laitettut testipinnit kuumenivat melko paljon. Tämä laskee osaltaan hyötysuhdetta, mutta virtamittauksia varten testipinnit olivat välttämättömät.

Kokosiltahakkuri on lupaava topologia DC-tason nostoon polttokennosovelluksessa. Hakkurin optimointia voidaan jatkaa lisäämällä snubber-piirit toision diodeihin. Kiinnittämällä huomiota muuntajan sydänmateriaalin valintaan, voidaan muuntajan sydämessä aiheutuvia häviöitä pienentää. Myös virtasyötetty kokosiltahakkuri kannattaa ottaa huomioon mietittäessä jatkotutkimuksia.

LÄHDELUETTELO

- (Albach 1996) M. Albach, A. Brookmeyer, *Calculating Core Losses in Transformers for Arbitrary Magnetizing Currents A Comparison of Different Approaches*, Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record., 27th Annual IEEE
- (Annakkage 2000) U. D. Annakkage, P. G. McLaren, E. Dirks, R. P. Jayasinghe, A. D. Parker, *A Current Transformer Model Based on the Jiles-Atherton Theory of Ferromagnetic Hysteresis*, IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 15, no. 1, January 2000
- (Assow 1989) B. Assow, *A 400 W flyback converter*, in proc. of 11th International Telecommunications Energy Conference, 1989. INTELEC '89, 15-18 Oct. 1989. Florence, Italy. pp. 20.6/1 - 20.6/4, vol.2.
- (Chang 2000) H. Chang, R. N. Gupta, C. Winterhalter, E. Hanna, *Comparison of 1200 V silicon carbide schottky diodes and silicon power diodes*, Energy Conversion Engineering Conference an Exhibit, 2000. (IECEC) 35th Intersociety, 2000, 1, 174-179
- (Chen 1995) W. Chen, F. C. Lee, M. M. Jovanovic, J. A. Sabate, *A Comparative Study of a Class of Full Bridge Zero-Voltage-Switched PWM Converters*
- (Cree 2006) *Selection Guide of SiC Schottky Diode in CCM PFC Applications*, CPWR-AN05, REV. August 2006.

- (Dhar 2001) P. Dhar, D. Jain, H. Zhang, P. Jain, N. Bansal, *Full Bridge DC/DC Converter For Low Voltage And High Current Applications*, Technical Report, Cistel 01703-1, Cistel Technology Inc, 2002.
- (Deboy 1998) G. Deboy, N. Marz, J.-P. Stengl, H. Strack, J. Tihanay, H. Weber, *A New Generation of High Voltage MOSFETs Breaks the Limit Line*, Electron Devices Meeting, IEDM'98 Technical Digest, December 1998.
- (EG&G 2004) U.S. Department of Energy, *Fuel Cell Handbook 7th Edition*. Saatavissa:
<http://www.osti.gov/bridge/servlets/purl/834188-H0AaAO/native/834188.pdf> (viitattu 15.8.2008).
- (Ellis 2001) Michael W. Ellis, Michael R. von Spakovsky, Douglas J. Nelson, *Fuel Cell Systems: Efficient, Flexible Energy Conversion for the 21st Century*, Proceedings of the IEEE, vol. 89, no. 12, December 2001.
- (Fairchild 2008) <http://www.farnell.com/datasheets/92947.pdf> (viitattu 13.11.2008).
- (Guru 1995) B. S. Guru, H. R. Hiziroğlu, *Electric Machinery & Transformers, 2nd Edition*, Oxford University, Press, 1995, 1988, ISBN 0-19-511535-X.
- (Hefner 2001) A. E. Hefner Jr., R. Singh, J-H. Lai, D. W. Berning, S. Bouché, C. Chapuy, *SiC Power Diodes Provide Breakthrough Performance for a Wide Range of Applications*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 16, no. 2, March 2001.

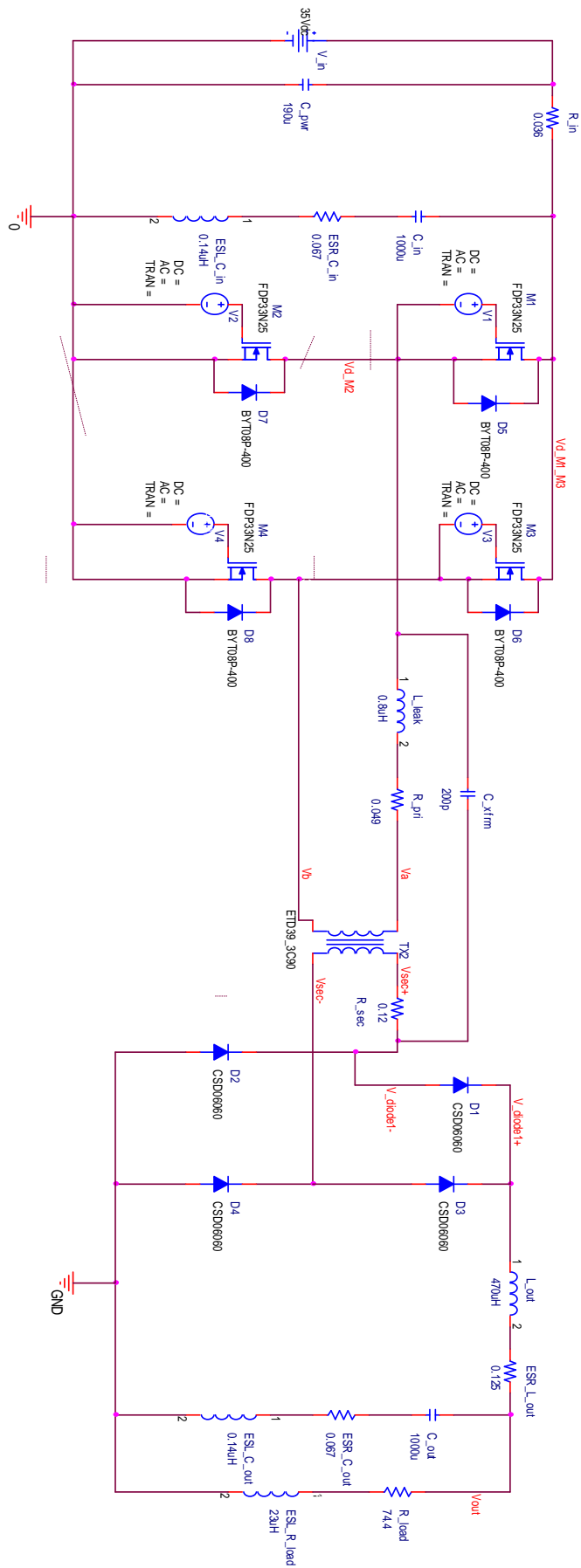
- (Keithley 2004) Keithley, *Low Level Measurements Handbook, 6th Edition*, Keithley Instruments, Inc. 2004, saatavilla osoitteesta <http://www.keithley.com/pr/006.html>.
- (LargeSOFC 2008) LargeSOFC Summer School Almyrida 2008, luentomateriaali.
- (Maniktala 2006) S. Maniktala, *Switching Power supplies A to Z*, Elsevier 2006, ISBN 13: 978-0-7506-7970-1, ISBN 10: 0-7506-7970-0.
- (Mohan 2003) N. Mohan, W. P. Robbins, T. M. Underland, *Power Electronics: Converters, Applications and Design, Media Enhanced 3rd edition*, John Wiley & Sons. ISBN 0-471-42908-2.
- (Murata 2008) http://www.murata-ps.com/data/magnetics/kmp_1400.pdf (viitattu 9.11.2008).
- (Panasonic 2008) <http://www.farnell.com/datasheets/104561.pdf>, (viitattu 9.11.2008)
- (Prieto 1997) R. Prieto, J. A. Cobos, O. Gracia, J. Uceda, *Interleaving Techniques in Magnetic Components*, Applied Power Electronics Conference and Exposition 1997, APEC '97, February 1997, ISBN: 0-7803-3704-2.
- (Ren 2006) Y. Ren, M. Xu, J. Zhou, F. C. Lee, *Analytical Loss Model of Power MOSFET*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 21, no. 2, March 2006.

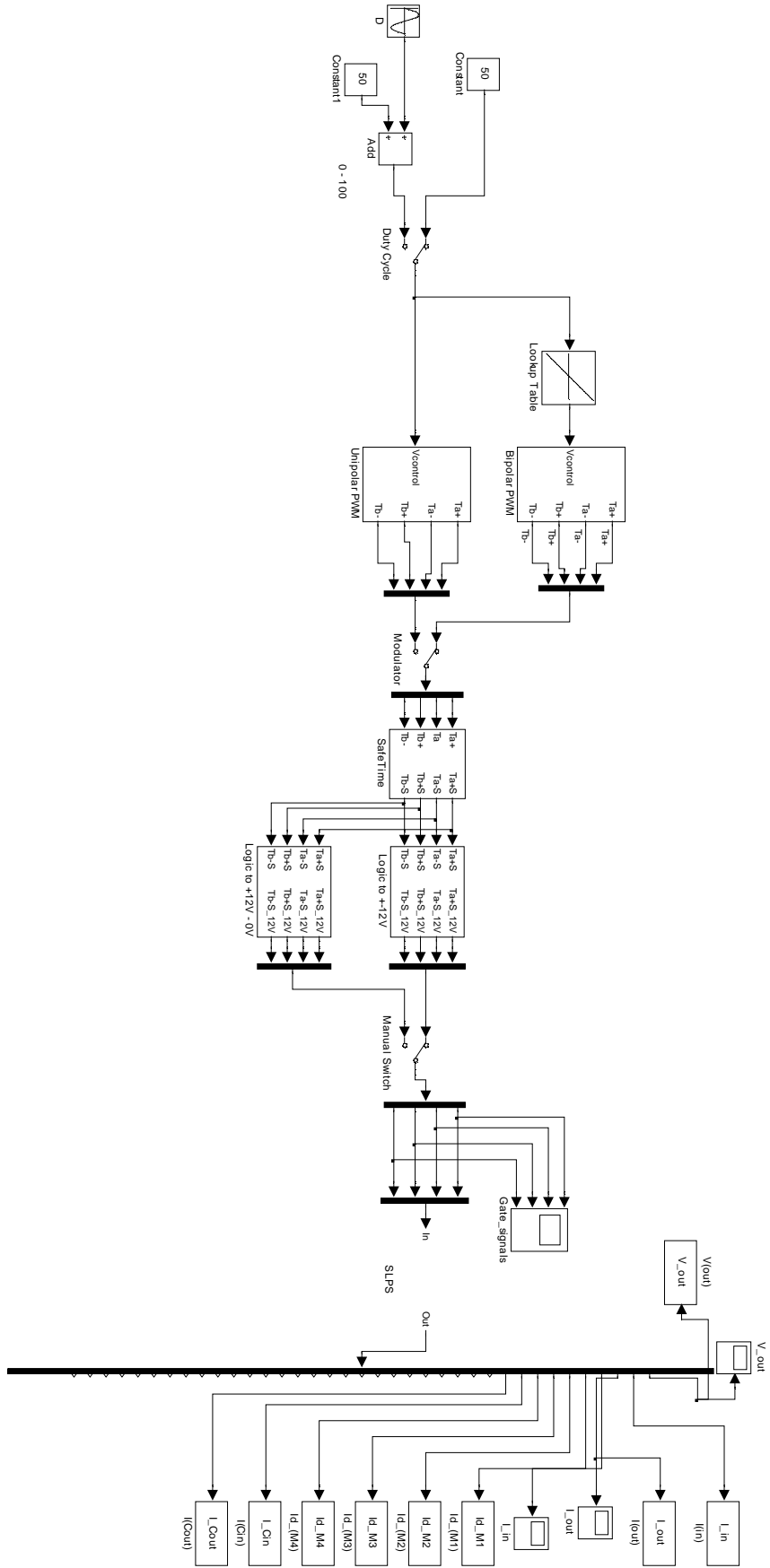
- (Riipinen 2008) T. Riipinen, V. Väisänen, M. Kuisma, L. Seppä, P. Mustonen, P. Silventoinen, *Requirements for Power Electronics in Solid Oxide Fuel Cell System*, EPE-PEMC, 13th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2008.
- (Riipinen 2009) T. Riipinen, V. Väisänen, S. Miettinen, M. Purhonen, P. Mustonen, P. Silventoinen, *Design and implementation of the FPGA-based H-bridge PWM modulator*, julkaisematon.
- (STMicroelectronics 2008) <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/stmicroelectronics/6726.pdf> (viitattu 10.11.2008).
- (Tse 1989) F. T. Tse, I. E. Morse, *Measurement and instrumentation in engineering: Principles and Basic Laboratory Experiments*, Marcel Dekker. ISBN 0-8247-8086-8.
- (Wilson 2008) A. T. E. Wilson, *Mosfet Current Source Gate Drivers, Switching Loss Modeling and Frequency Ditherin Control for MHz Switching Frequency DC-DC Converters*, väitöskirja, Queens University, Kingston, Ontario, Kanada, helmikuu 2008.
- (Yamamoto 1999) O. Yamamoto. *Solid Oxide Fuel Cells: Fundamental Aspects and Prospects*, Electrochimica Acta 45, 2000.
- (Zhao 2003) Q. Chao, F. C. Lee, *High-Efficiency, High Step-Up DC-DC Converters*, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 18, no. 1, January 2003.
- (ZTEC Instruments 2008) Verkkodokumentti. Saatavissa: <http://www.ztecinstruments.com/oscilloscope->

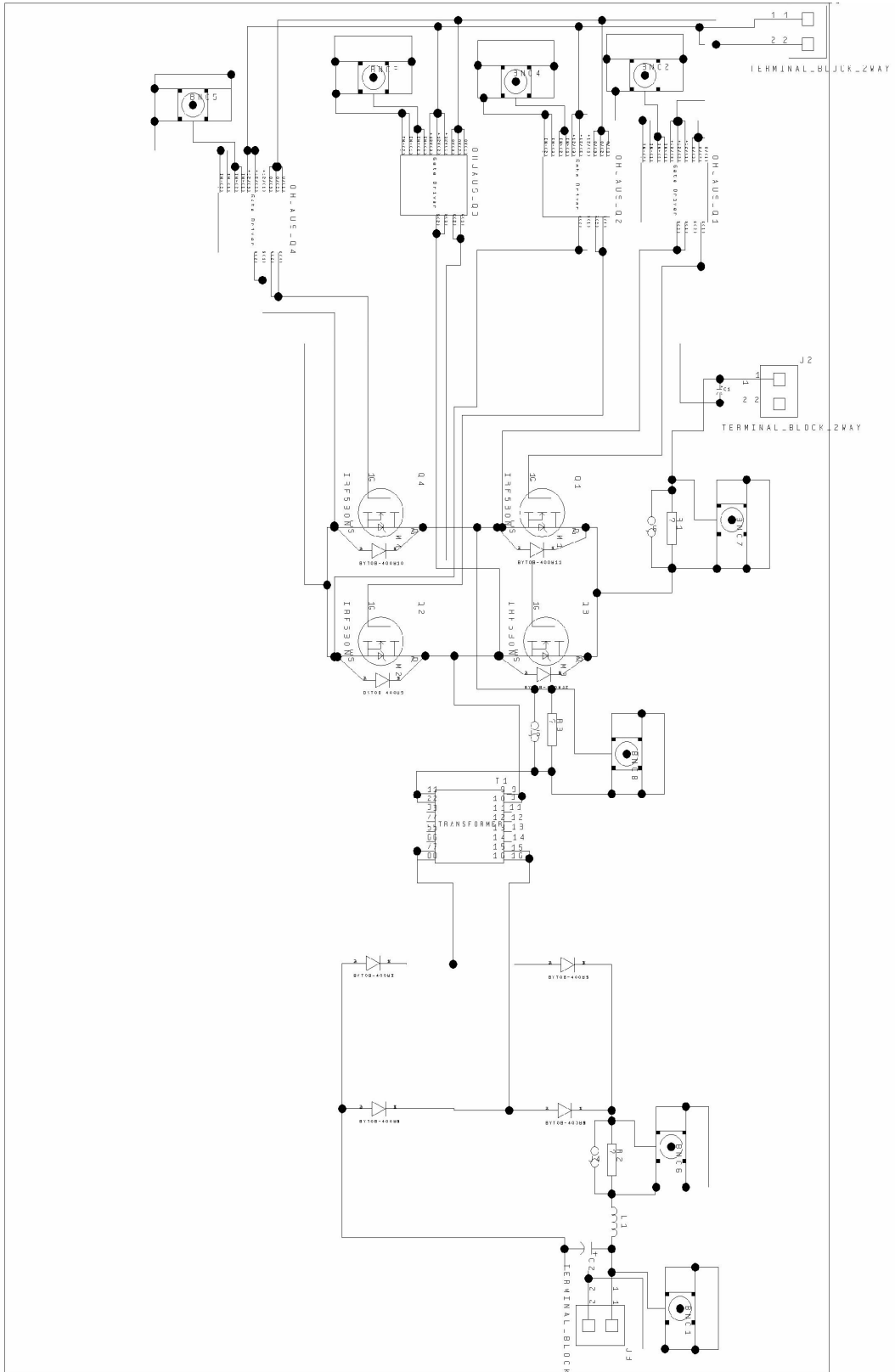
measurement-fundamentals-part-1-of-3 (viitattu
20.6.2008).

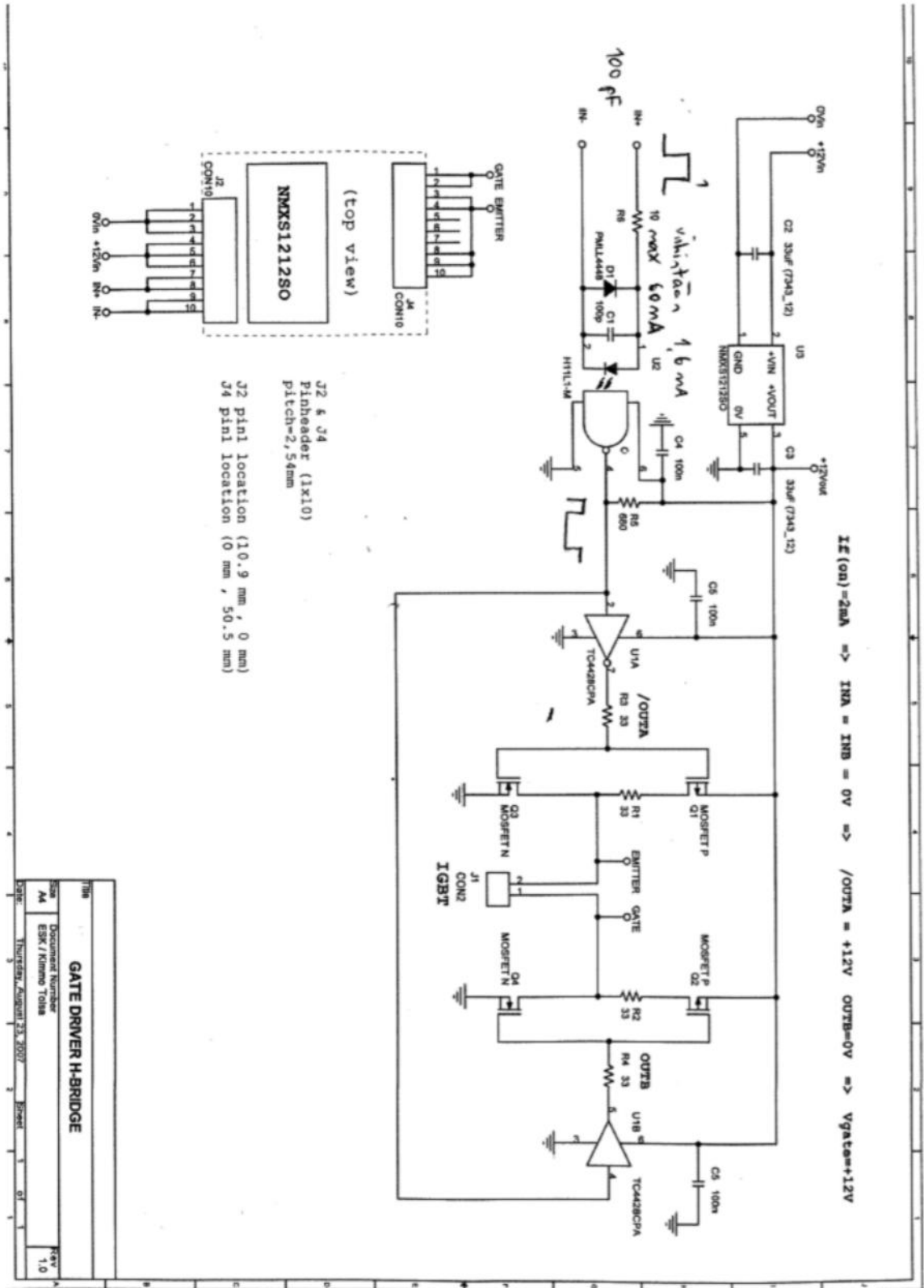
LIITTEET

1. Simuloitu piiri
2. Simuloidun piirin ohjaus
3. Prototyypin piirikaavio
4. Hilaohjaimien piirikaavio









THB	GATE DRIVER H-BRIDGE		REV
Doc	Document Number		1.0
M	ESK / Niemi Toim		
Date:	Tuesday, August 23, 2007	Sheet	01