

LAPPEENRANNAN TEKNILLINEN YLIOPISTO

LUT Energia

DIPLOMITYÖ

**TASASÄHKÖNJAKELUVERKON VAIHTOSUUNTAAJAN PULSSINTIHEYSMO-
DULOIDUN PÄÄTEASTEEN JA PROTOTYYPIN TOTEUTUS**

Työn ohjaaja: Professori Juha Pyrhönen

Työn tarkastajat: Professorit Juha Pyrhönen ja Pertti Silventoinen

Grazissa 2010

DRAFT - LUONNOS

Matthias Kampe

TIIVISTELMÄ

Lappeenrannan teknillinen yliopisto

LUT Energia - Sähkötekniikka

Matthias Kampe

Tasasähkönjakeluverkon vaihtosuuntaajan pulssintiheysmoduloidun pääteasteen ja prototyypin toteutus

Diplomityö

2010

58 sivua, 30 kuvaa, 1 taulukko, 4 liitettä

Ohjaaja: Juha Pyrhönen

Tarkastajat: Juha Pyrhönen, Pertti Silventoinen

Hakusanat: vaihtosuuntaaja, pulssintiheysmodulaatio, PDM

Työssä esiteltävä laite on osa DC-AC hakkuria, jolla muodostetaan 750 V tasajännitteestä yksivaiheista ($230 V_{\text{RMS}}$, 50 Hz) galvaanisesti erotettua verkkojännitettä. Tasajännite muunnetaan resonanssikonvertterilla korkeataajuiseksi vaihtojännitteeksi, joka johdetaan erotusmuuntajaan. Galvaanisen erotuksen jälkeen korkeataajuisesta vaihtojännitteestä muodostetaan suoraan verkkotaajuista vaihtojännitettä työssä esiteltävällä syklokonvertterilla.

Suunnittelussa on pyritty minimoimaan häviöt mahdollisimman tarkkaan, jotta laite olisi kilpailukykyinen ei-galvaanisesti erottavien konverttereiden kanssa. Tämä on toteutettu käyttämällä mahdollisimman vähän komponentteja virran kulkureitillä sekä soveltamalla pehmeää kytkentää kaikissa tilanteissa.

Lopuksi esitellään prototyyppi, jonka tarkoitus oli selvittää laitteen toiminta ja ongelmakohdat käytännössä.

ABSTRACT

Lappeenranta University of technology

LUT Energy - Department of Electrical Engineering

Matthias Kampe

The Design of a DC to AC Mains Converter's Pulse Density Modulated Endstage and its Prototype

Master's thesis

2010

Supervisor: Juha Pyrhönen

Inspectors: Juha Pyrhönen, Pertti Silventoinen

58 pages, 30 pictures, 1 table, 4 appendices

Keywords: inverter, pulse density modulation, PDM

The device presented in this thesis is a part of a DC-AC converter, which is used to transform 750 VDC to a single phase (230 V_{RMS}, 50 Hz) mains voltage with galvanic isolation. The DC voltage is converted to high frequency AC voltage using a resonance converter and fed to an isolation transformer. After galvanic separation, the HFAC voltage is converted to mains voltage using a cycloconverter presented in this thesis.

The design is aimed to minimize losses, so the device would be competitive with non-separating converters. This is done by minimizing the amount of components on the current path and by using soft switching in all cases.

Finally, a prototype is introduced, which was build to see the real functioning and problems of the design.

SISÄLLYSLUETTELO

KÄYTETYT MERKINNÄT	3
Alaindeksit	3
Lyhenteet	4
ALKUSANAT	5
1 JOHDANTO	6
1.2. Työn tavoite ja rajaus	6
1.2 Laitteen toimintaperiaate	7
2 PULSSINTIHEYSMODULAATIO (PDM).....	8
3 LAITTEEN TOPOLOGIA	11
3.1 Muuntajan toision hajainduktanssien vaikutus	13
3.1.1. Hajainduktansseihin varastoituneen energian purkaminen suojaan	14
3.1.2 Kytkimien sammuttaminen nollavirralla (ZCS)	15
3.2 Kytkinten suoja-ajat	19
3.3 Suodin	20
3.3.1 Suodinkomponenttien valinta	22
3.4. Resonanssikonvertteri	28
4 PROTOTYYPPI	31

4.1	Prototyypin simulointi.....	31
4.2.1.	Simulointimalli pienellä kuormalla.....	32
4.2.2.	Simulointikoe suurella kuormalla	33
4.2	Prototyypin säätö	34
4.3	Ensimmäiset kokeet	36
4.4	Prototyyppi bipolaarisella ohjauksella	39
4.5	Prototyyppi unipolaarisella ohjauksella	43
4.6	Virransyöttökyky	47
5	JOHTOPÄÄTÖKSET	48
5.1	Mahdollinen jatkotutkimus	49
	LÄHDELUETTELO	51
LIITE I	SUOTIMEN MITOITUKSEN LASKUTOIMITUKSET	53
LIITE II	LÄHTÖJÄNNITTEEN SÄÄDÖN LOHKOKAAVIOMALLI.....	55
LIITE III	LAITTEEN SIMULOINTIMALLI	56
LIITE IV	PROTOTYYPIN PÄÄPIIRIN KYTKENTÄKAAVIO	58

KÄYTETYT MERKINNÄT

C	Kapasitanssi
C	Kondensaattori
$\cos \varphi$	Tehokerroin
D	Diodi
E	Energia
f	Taajuus
I	Virta
L	Induktanssi
L	Kela
K	Suunnitteluparametri, Vahvistus
m	Modulaatioindeksi
Q	Hyvyysluku
R	Resistanssi
S	Toisiokytkinpari
T	Transistori
t	Aika
U, u	Jännite
Z	Impedanssi
Z	Ensiökytkin

Alaindeksit

1	Toisiokäämi 1
2	Toisiokäämi 2
Cyc	Syklokonvertteri
DC	Tasajännite
fw	Vapaakierto
HF	Korkeataajuinen
in	Tulo
LF	Matalataajuinen

max	Maksimiarvo
n	Normalisoitu
o	Lähtö
RMS	Tehollisarvo
R	Resistiivinen
r	Resonanssi
SW	Kytkentä
typ	Tyypillinen

Lyhenteet

AC-PDM	Area-Comparison Pulse Density Modulation Pinta-alojen vertailuun perustuva pulsintiheysmodulaatio
DSP	Digital Signal Processor Digitaalinen signaaliprosessori
EMC	ElectroMagnetic Compatibility Sähkömagneettinen yhteensopivuus
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor Bipolaaritransistori eristetyllä hilalla
MOSFET	Metal Oxide Field Effect Transistor Metallioksidieristeinen kanavatransistori
PDM	Pulse Density Modulation Pulssintiheysmodulaatio
PWM	Pulse-Width Modulation Pulsinleveysmodulaatio
TVS	Transient Voltage Suppression diode Transienttijännitesuojadiodi
ZCS	Zero Current switching Kytkentä nolavirralla
ZVS	Zero Voltage Switching Kytkentä nolajännitteellä

ALKUSANAT

Diplomityö on tehty Lappeenrannan teknillisen yliopiston LUT Energian laitoksessa. Työ liittyy projektipakettiin "Future infrastructure of power distribution" ja sen tulokset ovat osa LUT Energian sähkönkäyttötekniikan ja sovelletun elektroniikan perustutkimusta. Työhön liittyvät lähtötutkimukset, simuloinnit, prototyyppi ja mittaukset tehtiin Lappeenrannassa. Työn viimeistely tapahtui vaihto-opiskelun yhteydessä Itävallassa.

Haluan kiittää mielenkiintoisesta aiheesta työn tarkastajaa ja ohjaajaa Juha Pyrhöstä sekä tarkastajaa Pertti Silventoista. Suuret kiitokset myös Kimmo Tolsalle avusta prototyypin toteutuksessa, Juho Tysterille avusta ohjelmoinnissa sekä Lappeenrannan teknillisen yliopiston tukisäätiölle taloudellisessa tukemisessa. Isot kiitokset ansaitsevat myös perheeni ja ystäväni, jotka ovat tehneet opiskeluvuosistani ikimuistoisia.

Grazissa 12.10.2010

1 JOHDANTO

Haja-asutusalueilla sähkönjakelukustannuksia voidaan vähentää käyttämällä jakelujännitteenä suurinta tasajännitettä, jonka EU:n pienjännitedirektiivi sallii. Tämä perustuu siihen, että siirtohäviöt pienenevät eikä jakelumuuntajia tarvita yhtä monia kuin aiemmin. Kun tasajännite mitoitetaan suurimmalle tasolle mitä määräykset ja käytettävät materiaalit sallivat, voi välimatka kuluttajalta lähimmälle jakelumuuntajalle olla reilusti pidempi kuin perinteistä 400 V AC-jakelua käytettäessä. Lopuksi tasajännite vaihtosuunnataan normaaliksi 50 Hz vaihtojännitteeksi käyttäen asiakaskohtaista konvertteria. Tasajännitejärjestelmä tuo mukanaan turvallisuusongelmia, jotka pystytään varmimmin ratkaisemaan erottamalla tasajänniteverkko galvaanisesti lähtöjännitteestä.

Työ on jatkoa kandidaatintyölle (Karttunen, Juntunen, Takala, Kampe 2009), jossa esiteltiin galvaanisesti erottava DC-AC konvertteri, jonka erotusmuuntajan toision korkeataajuinen vaihtojännite muutettiin verkkotaajuiseksi vaihtojännitteeksi käyttäen pulssintiheysmoduloitua syklokonvertteria. Tässä työssä paneudutaan syklokonvertterin jatkosuunnitteluun ja optimointiin, sekä prototyypin toteutukseen.

1.2. Työn tavoite ja rajaus

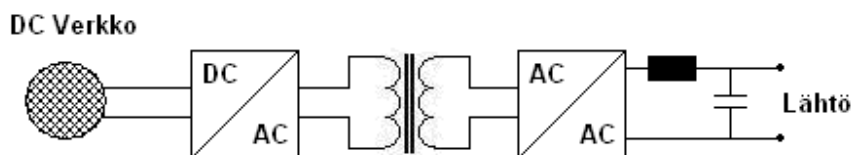
Galvaanisesti erottavat konvertterit toimivat usein siten, että erotusmuuntajan toisiojännite tasasuunnataan välijännitepiiriin. Välipiirijännitteestä taas muokataan verkkojännitettä pulssinleveysmoduloidulla hakkurilla. Tällaisessa topologiassa heikkoutena ovat kytkimien kovat sytytykset ja sammutukset, jotka aiheuttavat mm. kytkentähäviöitä, radiotaajuisia häiriöitä ja lisääntyneen jäähdystystehontarpeen. Tässä työssä tutkitaan mahdollisuuksia toteuttaa syklokonvertterijärjestelmä, joka muokkaa muuntajalta saatavasta suurtaajuudesta vaihtojännitteestä suoraan verkkotaajuisia vaihtojännitettä ilman välipiiriä. Laitetta ohjataan soveltaen pulssintiheysmodulaatiota.

Kyseisen topologian etuja ovat välipiirin ja sen tasasuuntauksen puuttuminen, sekä pehmeän kytkennän mahdollistama kytkentähäviöiden minimointi. Topologia on kuitenkin varsin uusi ja vaikeasti ohjattava, eikä siitä ole juuri valmista tutkimustietoa. Vaikka laite on pääpiirteeltään yksinkertainen, on sen hallinta todellisuudessa haasteellista monista muuttujista ja ohjauksen tarkkuusvaatimuksista johtuen.

Työssä selvitetään topologian suurimmat haasteet ja ongelmakohdat sekä pyritään ratkaisemaan nämä mahdollisimman järkevästi. Lopuksi laitteesta rakennettiin prototyyppi, jonka avulla selvitettiin todellisten haasteiden muodostumista ja näiden ratkaisumahdollisuuksia. Muuntajan suunnittelu on esitetty tarkemmin työssä (Juntunen 2010).

1.2 Laitteen toimintaperiaate

Konvertteri on kokonaisuudessaan järjestelmä, jossa jakeluverkon tasajännite muokataan ensin korkeataajuiseksi vaihtojännitteeksi. Tähän sovelletaan resonanssikonvertteria, joka muodostaa 100 kHz vaihtojännitettä, jonka huippuarvo on noin 470 V. Resonanssikonvertteri toimii pehmeällä kytkennällä soveltaen nolajännitekytkentää (ZVS). Lähtöjännite syötetään erotusmuuntajaan, jonka tehtävä on erottaa tulojännite galvaanisesti lähtöjännitteestä. Muuntajan lähtöön kytketty syklokonvertteri muokkaa korkeataajuisesta jännitteestä yksivaiheista verkkojännitettä valitsemalla lähtöön suoraan muuntajalta saatavia positiivisia ja negatiivisia jännitepuolijaksoja, joiden huippuarvo on noin 570 V. Näistä koostuva pulssijono suodatetaan alipäästösuotimella lähelle 230 V, 50 Hz siniaaltoa. Laitteen toimintaperiaate lohkokaaviotasolla on esitetty kuvassa 1.



Kuva 1. Koko konvertterin topologia lohkokaaaviotasolla

2 PULSSINTIHEYSMODULAATIO (PDM)

Erotusmuuntajalta saatava suurtaajuinen 100 kHz vaihtojännite täytyy muuttaa 50 Hz verkkojännitteeksi. Helpohko ja paljon käytetty keino tähän on tasasuunnata vaihtojännite ja tasata tämä suurehkoilla kondensaattoreilla. Kyseisellä tavalla muodostetun jännitevälipiirin tasajännite vaihtosuunnataan käyttämällä pulssinleveysmoduloitua (PWM) kokosiltainvertteriä.

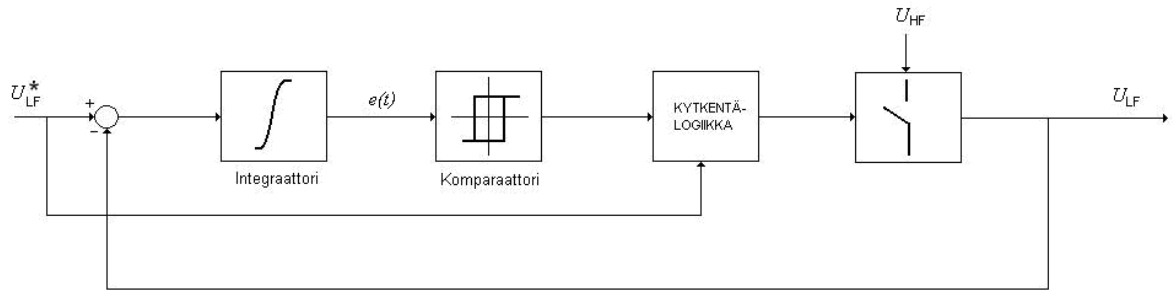
Tällaisessa tilanteessa joudutaan kuitenkin käyttämään tehokytkimien ns. kovaa kytkentää, joka on varsin häviöllinen lyhyistä kytkentäajoista huolimatta. Kova kytkentä tarkoittaa sitä, että kytkimien läpi kulkee samalla virta, kun niiden yli vaikuttaa merkittävä jännite. Näinollen jokaista kytkentää kohden kuluu tietty määrä kytkentäenergiaa lämpönä. Tästä seuraa hyötysuhteen huononeminen ja suurentunut jäädytystehon tarve. Nopeista virranmuutoksista syntyy myös paljon radiotaajuisia häiriöitä, jotka on kyettävä hallitsemaan. Koska kytkentää kohden hukkaan mennyt energia kasvaa suoraan verrannollisesti kytkentätaajuuteen nähden, kannattaa kytkentätaajuus pitää mahdollisimman alhaisena. Tämä taas nostaa lähtösuotimen hintaa, koska hakkurilta saatavan jännitteen yliharmonisten särökomponenttien sisältö on tällöin matalammalla tasolla. Näin ollen kytkentätaajuudeksi muodostuu kompromissi kytkentähäviöiden ja lähtösuotimen toteutuksen välillä.

Täten päätettiin tutkia menetelmää, joka eliminoisi kytkentähäviöt teoriassa kokonaan. Koska muuntajalta saadaan suurtaajuisia vaihtojännitettä, tarjoutuu mahdollisuus käyttää lähtöjännitteen syntetisointiin tämän suurtaajuisen jännitteen puolijaksoja. Kun näitä pulsseja päästetään lähtöön sopiva määrä ajan suhteen, voidaan lähtöön muodostaa alipäästösuodattimen avulla mikä tahansa jännite, joka on nollan ja yhden suurtaajuisen jännitepulssin keskiarvon väliltä. Koska lähtöjännitteen modulointi tapahtuu nyt läpi päästettävien jännitepulssien tiheyttä muuttamalla, puhutaan pulssintiheysmodulaatiosta (PDM).

Pulssintiheysmodulaatiotapoja on erilaisia. Työssä keskitytään kandidaatintyössä (Karttunen et al. 2009) esiteltyyn referenssijännitteen ja konvertterin lähtöjännitteen pinta-alojen vertailuun perustuvaan menetelmään, josta käytetään nimitystä AC-PDM (Area Comparison Pulse Density Modulation).

Kovien kytkentöjen eliminoimiseksi kytkennät tehdään vain pulssien välissä olevissa jännitteen nollakohdissa. Pienin käsiteltävä yksikkö on täten yksi suurtaajuisen jännitteen puoliaalto. Tässä mielessä käytetty menetelmä on luonteeltaan diskreetti. Koska käytetty 100 kHz kytkentätaajuus on kuitenkin varsin suuri lähtöjännitteen 50 Hz taajuuteen verrattuna, voidaan tästä aiheutuneita rajoituksia pitää pieninä; Yhtä lähtöjännitteen 50 Hz perusaallon puolijaksoa varten on käytettävissä 2000 korkeataajuista puolijaksoa, joten jännitteen säätöresoluutio on periaatteessa 0,5 %.

Menetelmä toimii yksinkertaistettuna siten, että luodaan ensin referenssijännite, jollaista on tarkoitus tuottaa. Referenssijännitteestä vähennetään konvertterin lähtöjännite ja saatava erotussignaali integroidaan. Täten saatava virhesignaali kertoo lähtöjännitteen ja referenssijännitteen pinta-alojen suhteen. Näin tiedetään, tarvitaanko lähtöön lisää jännitettä vai ei. Järjestelmän toimintaperiaate on esitetty lohkokkaaviona kuvassa 2.



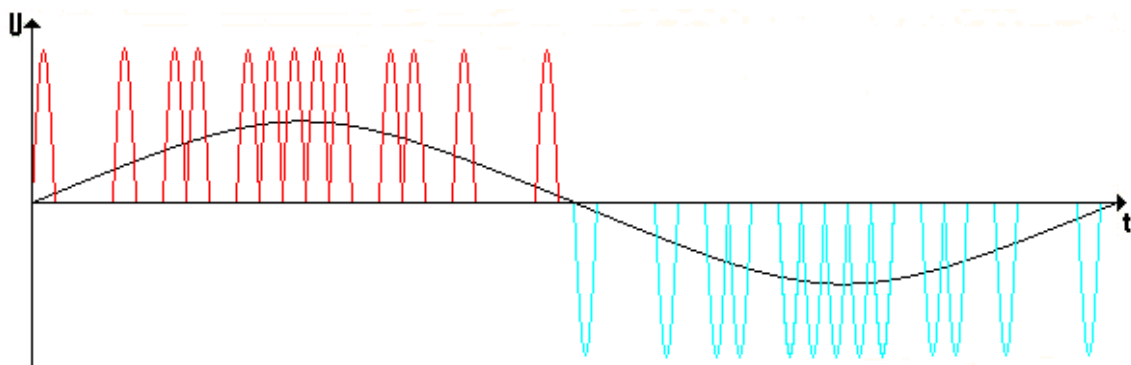
Kuva 2. Pinta-alojen vertailuun perustuva pulssinleveysmodulaation toiminta lohkokkaaviotasolla (Karttunen et al. 2009). U_{LF}^* jänniteohje, U_{LF} lähtöjännite, $e(t)$ jännitevirhe, U_{HF} suurtaajuinen jännite.

Virhesignaalille $e(t)$ saadaan viitteen mukaan yhtälö.

$$\frac{e(t)}{K} = \int (U_{LF}^*(t) - U_{LF}(t)) dt \quad (1)$$

jossa K on vahvistus, U_{LF}^* on referenssi-jännite, U_{HF} on korkeataajuinen jännite ja U_{LF} on lähtöjännite. (Karttunen et al. 2009). Komparaattori vertaa virhettä ennalta määrättyihin rajoihin ja antaa kytkentälogiikalle ohjeen joko päästää pulsseja läpi tai ei.

Koska tuotettava lähtöjännite on vaihtojännitettä, pitää lähtöön kyetä tuottamaan myös negatiivinen jännite. Tämä voidaan toteuttaa päästämällä lähtöön negatiivisia jännitepulsseja, kun toiveena on negatiivinen jännitetaso. Nyt laitetta voidaan ohjata kahdella tapaa. Lähtöjännitettä säädetään haluttuun suuntaan joko bipolaarisesti tai unipolaarisesti. Bipolaariohjauksessa on kaksi tilaa: Lähtöön pääsetetään koko ajan joko positiivisia tai negatiivisia jännitepulsseja. Tällöin alipäästösuodatettu lähtöjännite määräytyy näiden ”hetkellisen” keskiarvon mukaan. Unipolaariohjauksessa on lisäksi mahdollisuus jättää lähtö jännitteettömäksi. Kuvassa 1 on esitetty unipolaariohjatun pulssintiheysmoduloidun jännitteen periaatteellinen muoto käytettäessä matalaa suurtaajuutta.

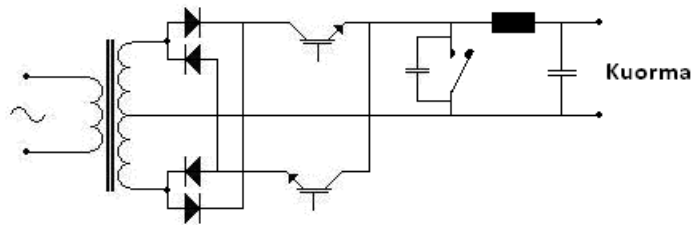


Kuva 3. Unipolaarisen pulssintiheysmoduloidun jännitteen muoto. Kuvaan on selvyuden vuoksi piirretty mukaan jännitteen perusaalto.

Kandidaatintyössä (Karttunen et al. 2009) on todettu unipolaarisen ohjauksen olevan käytännön kannalta parempi. Tämä johtuu siitä, että bipolaariohjauksessa kytkentöjä tehdään enemmän, lähtöjännitteen särö on suurempi ja säätö on epätarkempaa. Työssä selvittääinkin kokeellisesti, onko unipolaarinen ohjausmuoto myös todellisuudessa bipolaarista parempi.

3 LAITTEEN TOPOLOGIA

Kandidaatintyössä (Karttunen et al. 2009) esiteltiin syklokonvertteri, jolla mahdollistettiin muuntajalta saatavan vaihtojännitteen pilkkominen siniaallon puolijaksoiksi ja näiden saattaminen haluttaessa konvertterin lähtöön. Kytkennät tehdään muuntajan jännitteen ollessa lähellä nollaa. Positiivisille ja negatiivisille puolijaksoille oli molemmille oma kytkimensä. Syklokonvertteriin lisättiin myös mahdollisuus olla haluttaessa syöttämättä pulsseja, jotta ohjaus voitaisiin toteuttaa unipolaarisesti. Tätä varten tarvittiin eräänlainen vapaakiertokytkin, jolla mahdollistettiin suodinkelan aiheuttaman induktiivisen virran kulku. Pääteasteen topologia on esitetty kuvassa 4.



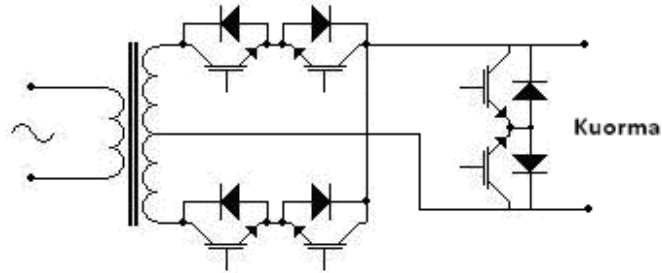
Kuva 4. Kandidaatintyössä esitelty pääteaste.

Kytkenän etuina olivat pieni komponenttien määrä virran kulkureitillä sekä helppo ohjaus, koska sekä negatiivisille että positiivisille puolijaksoille oli oma kytkimensä.

Myöhemmin kuitenkin huomattiin kytkennän huono soveltuvuus reaktiivisille kuormille. Tällöin joudutaan tilanteisiin, jolloin virta on osan ajasta erisuuntainen lähtöjännitteen kanssa. Jos tällöin vapaakiertokytkin sammutetaan, ei virralle ole muuta kulkureittiä paitsi varastoitua vapaakiertokytkimen kanssa rinnan kytkettyyn kondensaattoriin. Kun kytkin taas sytytetään, purkautuu tämän virran muodostama varaus kytkimen läpi, ja kaikki kondensaattorin varastoitunut energia menee hukkaan. Täten kyseinen topologia ei sovellu hyvin kaikkiin tilanteisiin, joita laitteen käyttötarkoituksessa voi tulla vastaan.

Koska kytkentä soveltuu huonosti reaktiivisille kuormille, päätettiin jatkossa käyttää kandidaatin työssä vähemmälle huomiolle jäänyttä topologiaa, joka soveltaa kaksisuuntaisia kytkimiä.

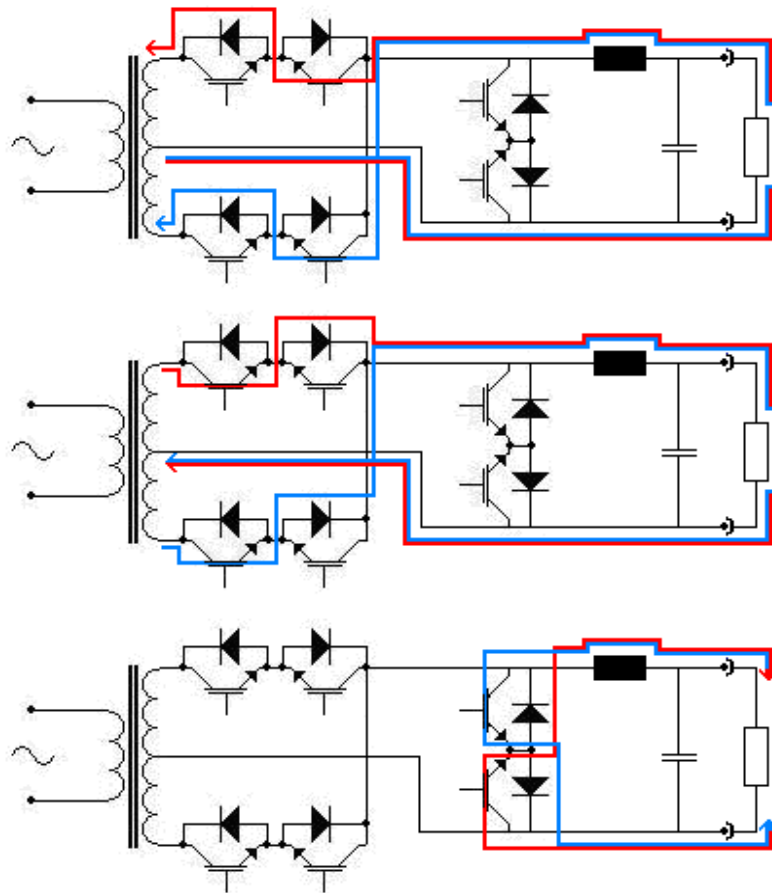
Kytkimet koostuvat kahdesta yhteisemitterikytketystä IGBT:istä. Topologia on esitetty kuvassa 5.



Kuva 5. Syklokonvertteri kaksisuuntaisilla kytkimillä.

Tällaisen topologian etuna on se, että virta pääsee kulkemaan tarvittaessa myös jännitettä vastaan. Haittapuolena on kuitenkin se, että muuntajan toisiojännitteen seuraavan puolijakson aikainen polariteetti täytyy tietää ennen jokaista kytkentää. Tämä tekee ohjauksesta hieman monimutkaisemman, mitä aiemmin käytetty topologia vaati. Kytkentään haluttiin myös jättää mahdollisuus olla päästämättä pulsseja läpi. Tämän seurauksena kytkentään lisättiin vielä vapaakiertokytkin, joka muodostaa reitin suodinkelan induktiiviselle virralle.

Ennen kuin puolijakso päästetään läpi, selvitetään, mille puolelle muuntajan kaksiosaisista toisista on nousemassa halutun polariteetin mukainen jännite. Tämän jälkeen sytytetään kyseisen puoleinen kytkin ajanhetkellä kun jännite on vielä mahdollisimman lähellä nollaa. Kun pulssi on ohi, sammutetaan kytkin. Tämän jälkeen taas selvitetään, minkä polariteetin pulssi halutaan lähtöön ja sytytetään kyseisen puoleinen kytkin ja niin edelleen. Jos lähtö halutaan jättää jännitteettömäksi, pidetään molemmat pääkytkimet sammutettuina ja avataan vapaakiertokytkin. Tällöin muuntajalta ei pääse virtaa lähtöön, ja suodinkelan induktiivinen virta pääsee kulkemaan vapaakiertokytkimen kautta. Ilman vapaakiertoa pääkytkimien yli muodostuu erittäin suuria jännitteitä, josta seuraa kytkinten välitön tuhoutuminen. Kytkennän virtojen kulkureitit on esitetty kuvassa 6.



Kuva 6. Kytkenän virtojen kulkureitit, kun kuormaan syötetään negatiivista tai positiivista tai nollajännitettä.

Koska kytkinparit ovat yhteisemitterikytketty, voidaan niiden hilojen ohjausjännitteet ottaa samasta virtalähteestä (Pyrhönen 2005). Syklokonvertterin hilaohjaimille tarvitaan näin ollen kolme erillistä jännitelähdettä.

3.1 Muuntajan toision hajainduktanssien vaikutus

Muuntajan toision hajainduktanssit pyrkivät vastustamaan toisiokäämien virran muutoksia. Koska kytkennät ovat hyvin nopeita, on hajainduktanssien vaikutus otettava huomioon, eikä kytkimiä voi täten sammuttaa mielivaltaisesti. Hajainduktansseihin varastoitunut energia on kyettävä siis purkamaan jollakin tapaa hallitusti. Muuntaja tulee myös mitoittaa siten, että toision hajainduktanssit olisivat mahdollisimman pienet.

Ongelmaa voidaan lähteä ratkaisemaan kahta reittiä. Ensimmäinen vaihtoehto on muodostaa molemmat pääkytkimet kattava suojauspiiri, joka ottaa hajainduktanssiin varastoituneen energian vastaan kytkimen sammuttamisen jälkeen. Toinen vaihtoehto on sammuttaa kytkimet nollavirralla, jolloin myös hajainduktanssien energia on vaimentunut nolnaan.

3.1.1. Hajainduktansseihin varastoituneen energian purkaminen suojaan

Ohjattavuuden yksinkertaisuuden kannalta helppo tapa on tehdä suojaapiiri, johon hajainduktanssiin varautunut energia puretaan kytkimen sammutuksen jälkeen. Tällöin ei tarvitse välittää siitä, että toisiokäämissä kulkee vielä virta, vaan kytkin voidaan sulkea jännitteen nollassa. Yhteisemitterikytketyt IGBT:t voi tällöin kytkeä myös hiloista yhteen ja kytkinohjauksia tarvitaan vain kolme.

Toisaalta suojaapiiri tulee suunnitella siten, ettei sen vastaanottamasta energiasta mene paljoa hukkaan, vaan suurin osa siitä pystyttäisiin hyödyntämään. Huomiota tulee kiinnittää myös siihen, ettei suojaapiirin jännite ehdi nousta juuri kytkimen sammutushetken aikana, sillä tällöin virrallisen kytkimen yli nousee myös jännite. Tämä taas puolestaan johtaa kovaan kytkentään ja suurempiin kytkentähäviöihin.

Tutkittavan laitteen nimelliskuorma on 1 kVA. Nimelliskuormalla lähtövirran huippuarvo on 6,1 A. Tämä virta kulkee kerrallaan toisessa muuntajan toisioista, ellei olla vapaakiertotilassa. Tällöin muuntajan toisioissa ei kulje lainkaan virtaa. Induktanssiin varastoitunut energia saadaan yhtälöstä (Nerg 2009)

$$E = \frac{L \cdot i^2}{2} , \quad (2)$$

Missä i on kelassa kulkeva virta ja L on kelan induktanssi. Prototyypimuuntajan toisioita hajainduktanssiksi mitattiin 10 μH . Tämän avulla voidaan arvioida energian, jonka suojaapiirin täytyy kyetä ottamaan ongelmitta vastaan, olevan 186 μJ . Tästä luvusta saadaan häviöteho, kun se kerrotaan kytkentöjen määrällä sekunnissa. Bipolaariohjauksella ja 100 kHz:n kytken-

tätaajuudella kytkentöjä tehdään teoriassa puolijaksojen verran sekunnissa. Tällöin kytkentöjä on 200 000 sekunnissa ja häviötehoksi saadaan 37,2 W, joka olisi liian korkea vaikuttaessaan yksinään nimellistehon hyötysuhteeseen 3.7 %:n verran vähentävästi. Käytännössä näin ei kuitenkaan ole, koska kytkimiä voidaan pitää joissakin tilanteissa auki useamman puolijakson kerrallaan. Tähän joudutaan varsinkin lähellä syntetisoitavan jännitteen nollakohtia, kun erisuuntaisilla puolijaksoilla yritetään tuottaa lähellä nollaa olevaa jännitekeskiarvoa. Näin ollen on todellinen suojaan hukkuva teho jonkin verran pienempi. Unipolaariohjauksen tapauksessa kytkentöjen määrä vaihtelee ohjauksen mukaan, koska lähtö pidetään välillä nollassa. Täten tarkkaa häviötehoa on vaikea arvioida.

Yksinkertainen tapa teoriassa toteuttaa häviötön suoja, on kytkeä kondensaattorit muuntajan toisioiden rinnalle. Tällöin kytkimen sammuttua toision induktiivinen energia pakkautuu kondensaattoriin ja purkautuu takaisin muuntajaan sen jännitteen lähtiessä laskuun. Kondensaattori ja hajainduktanssi kuitenkin muodostavat tällöin toision resistanssin kanssa LRC-piirin, jolla on taipumus alkaa värähdellä. Tämän takia pelkkä kondensaattorin lisääminen ei riitä, vaan kondensaattorin kanssa olisi käytettävä sarjavastusta. Tämä taas aiheuttaa häviöitä. Toinen keino on lisätä ylijännitesuojat toisioiden rinnalle. Tällöin tosin kaikki suojaan työnnetty energia kuluu lämmöksi ja energiahukka on merkittävä.

Jos laite puolestaan ei olisi galvaanisesti erottava, voitaisiin energia työntää muuntajan ohi takaisin tasajänniteverkkoon. Tämäkään ei onnistu, koska tällaisessa tilanteessa galvaaninen erotus ei enää toteudu.

Yleisesti ottaen häviötön suoja on käytännössä mahdoton toteuttaa tähän laitteeseen, koska hajainduktanssien energiaa ei saada täysin varastoiduksi. Tämän takia ongelman ratkaiseminen pelkän suojan avulla ei yleensä riitä, mikäli häviöt halutaan pitää pieninä.

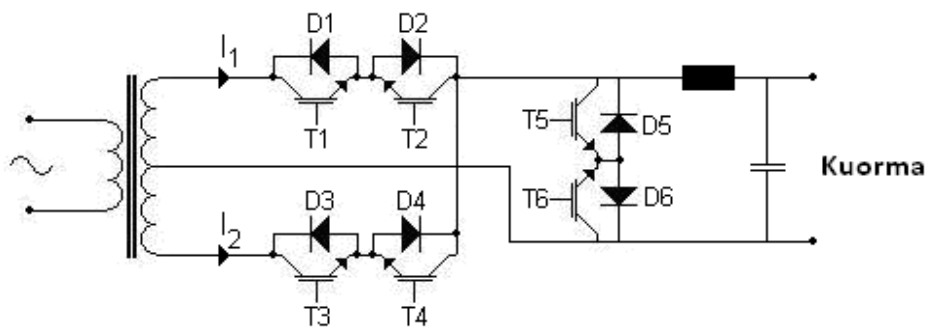
3.1.2 Kytkimien sammuttaminen nollavirralla (ZCS)

Toinen vaihtoehto hallita toision hajainduktanssien energia on sammuttaa kytkimet ajanhetkellä, jolloin virta on pudonnut nolnaan. Tällöin kytkimien yli ei esiinny transienttijännitteitä, eikä

toisiossa esiinny värähtelyä. Asiaa kuitenkin hankaloittaa suuri kytkentätaajuus, jonka vuoksi ajanhetki, jolla virta on lähellä nollaa, on erittäin lyhyt. Tästä syystä kytkimien hallittu sammuttaminen tarkasti virran nollakohdassa on käytännössä mahdotonta.

On siis käytettävä keinoa, jolla virta sammuu itsestään. Tämä voidaan toteuttaa siten, että yhteisemitterikytkettyjä IGBT:itä ei ohjata samalla hilaohjauksella, vaan molempia kontrolloidaan erikseen. Tällöin käytetään hyväksi IGBT:iden kanssa vastasarjaan kytkettyjä diodeja, jotka sulkevat virran reitin sen yrittäessä muuttaa suuntaansa.

Vaikka toisiovirran tarkkaa nollakohtaa ei voidakaan määrittää, pystytään sen suuruus mittaamaan suhteellisen tarkasti. Tämän tiedon perusteella voidaan kytkimiä ohjata siten, että virta sammuu pehmeästi. Tarkastellaan kuvan 3.1.3 jännitteen ja virtojen käyttäytymistä kuvan 7 kytkennässä.



Kuva 7. Syklokonvertterin pääteaste

Oletetaan, että muuntajan ylempi puoli on jännitteeltään positiivinen ja kuormalle on tarkoitus syöttää positiivista jännitettä. Tällöin virta I_1 kulkee transistorin T1 ja diodin D2 kautta. Transistorin T3 hila voidaan varata jo tässä vaiheessa. Transistori T4 ja diodi D4 estävät virran kulun väärään suuntaan alemmassa haarassa. Transistoria T1 ei kuitenkaan voida vielä sammuttaa, koska sen kautta kulkeva virta on tässä vaiheessa vielä positiivinen. Transistori T2 voidaan kuitenkin pitää sammuneena, koska virta ei kulje sen kautta. Kun muuntajan polariteetti vaihtuu, ja virta pyrkii muuttamaan suuntaansa, estetään tämä transistorilla T2 ja diodilla

D2. Näin ollen virta siirtyy kulkemaan kokonaisuudessaan transistorin T3 ja diodin D4 kautta (I_2). Vasta tämän jälkeen voidaan poistaa hilavaraus transistorilta T1. Virran siirtymisnopeuden muuntajan toisiolta toiselle määräytyy hajainduktanssien perusteella.

Jotta kytkentähetket pystytään päättelemään, pitää molemmat ensiöpuolen virrat mitata. Tästä mittaustuloksesta voidaan johtaa kahdeksan eri tilaa kytkinohjeille. Muodostetaan siis eräänlainen tilakone, joka käsittelee toisioiden virranmittaustietoja ja toivottua virran suuntaa.

Tilakoneelle annetaan virtarajat, joilla tila vaihdetaan seuraavaan. Raja-arvoksi tulee valita sellaiset arvot, jotka ovat mahdollisimman lähellä virran maksimiarvoa. Tällä varmistetaan se, että virta on ehtinyt varmasti sammua ennen jokaisen kytkimen sulkemista. Toisaalta rajan pitää kuitenkin olla sen verran pieni, että se saavutetaan kaikilla mahdollisilla kuormilla, myös tyhjäkäynnillä. Muuten saatettaisiin joutua tilanteeseen, jossa tilamuutos jäisi välistä ja tilojen kierto menisi sekaisin. Tilakoneen eri tilat on esitetty taulukossa 1.

Taulukko 1. Transistorien tilat toisiovirtojen eri kohdissa.

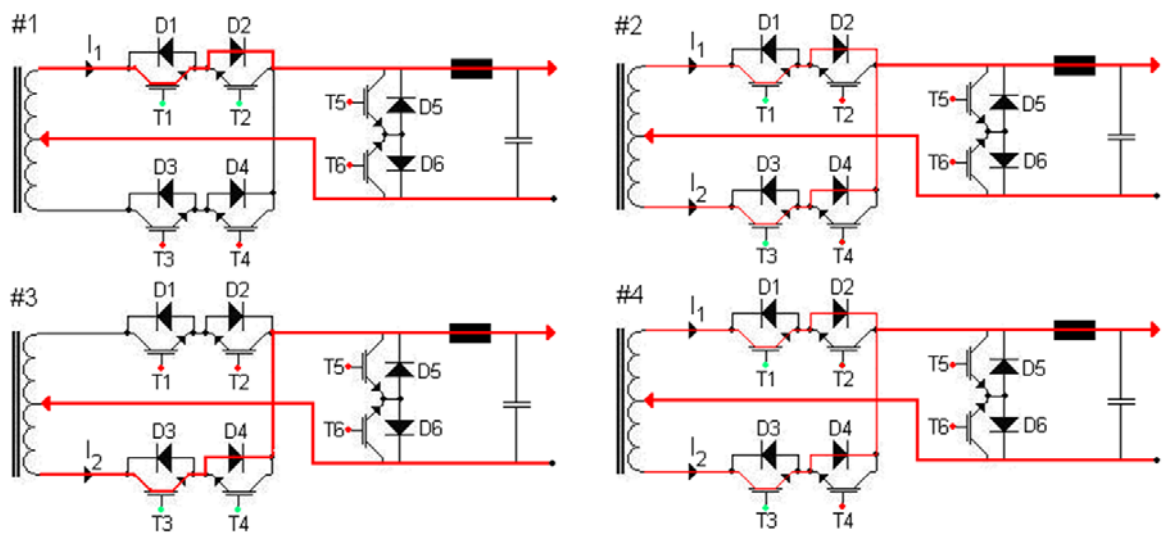
POSITIIVINEN VIRRANTARVE

Tila #	T1	T2	T3	T4	
1	1	1	0	0	Pidetään tila, kunnes virta I_1 on ylittänyt maksimikohdan ja lähestyy nollaa
2	1	0	1	0	Pidetään tila, kunnes virta I_2 nousee lähelle maksimia
3	0	0	1	1	Pidetään tila, kunnes virta I_2 on ylittänyt maksimikohdan ja lähestyy nollaa
4	1	0	1	0	Pidetään tila, kunnes virta I_1 nousee lähelle maksimia

NEGATIIVINEN VIRRANTARVE

Tila #	T1	T2	T3	T4	
5	1	1	0	0	Pidetään tila, kunnes virta I_2 on ylittänyt maksimikohdan ja lähestyy nollaa
6	0	1	0	1	Pidetään tila, kunnes virta I_1 nousee lähelle maksimia
7	0	0	1	1	Pidetään tila, kunnes virta I_1 on ylittänyt maksimikohdan ja lähestyy nollaa
8	0	1	0	1	Pidetään tila, kunnes virta I_2 nousee lähelle maksimia

Tilat toistuvat positiivisella virralla järjestyksessä (1,2,3,4,1,2,3,4...) ja negatiivisella virralla järjestyksessä (5,6,7,8,5,6,7,8...). Virran kulkureittejä on havainnollistettu kuvassa 8, johon on piirretty tilat 1..4.



Kuva 8. Virtojen kulkureitit tiloissa 1..4.

Järjestelmästä muodostuu siis virran perusteella ohjattu systeemi, jossa transistorit sytytetään jo ennen kun ne muuttuvat virrallisiksi. Tällöin voidaan puhua nollajännitekytkennän lisäksi nollavirtakytkennästä.

Siirryttäessä vapaakiertotilaan on tilanne hieman toisenlainen. Koska itse vapaakiertokytkimen kanssa ei ole merkittävää sarjainduktanssia, voidaan tämä sammuttaa suoraan jännitteen nollakohdassa. Tällöin ei vapaakiertokytkimen transistoreja tarvitse ohjata erikseen, vaan yksi kytkinohje riittää. Toisaalta vapaakiertotilaan siirryttäessä pitää tilakiertoon luoda keskeytys, joka sammuttaa kaikki pääkytkimien transistorit sitä mukaa, kun niiden virta laskee nolleen. Vapaakiertotilasta poistuttaessa sytytetään halutun polariteetin puoleinen haara toisiojännitteen nollakohdassa ja tämän jälkeen sammutetaan vapaakiertokytkin. Näin virta ei koe äkkinäisiä muutoksia missään vaiheessa, eikä jännitetransientteja pääse syntymään.

Koska molemmat toisiokäämien virrat täytyy mitata ja jännitteen nollakohta ilmaista ja koska mittausten täytyy olla suuresta taajuudesta johtuen nopeita, on kyseinen ohjaus varsin monimutkainen toteuttaa. Monimutkaisuutta lisää se, että kytkinohjeita tarvitaan kolmen sijaan viisi ja se, että kytkentälogiikan täytyy olla erittäin nopeatoiminen. Tämä lisää luonnollisesti valmistuskustannuksia.

3.2 Kytkinten suoja-ajat

Kytkimien epäideaalisuuksista johtuen niiden sammuttaminen ja sytyttäminen ei tapahdu nol-la-ajassa, vaan tietyllä viiveellä. Lisäksi IGBT:llä on ominaisuus sammua hitaammin, kun mitä sen syttyminen kestää. Tavallisessa pulssinleveysmoduloidussa tapauksessa tämä johtaa tilanteeseen, jossa sammutettava kytkin pitää sammuttaa tiettyä suoja-aikaa noudattaen, ennen kuin seuraava kytkin sytytetään. Ilman tätä syntyy lyhyt haaraosulku, joka aiheuttaisi suuria häviöitä tai jopa kytkinten rikkoutumisen. Koska tässä käytetty topologia kuitenkin toimii pulssintiheysmoduloina ja noudattaen pehmeää kytkentää, on tilanne toinen.

Kappaleen 3.1.2 tapauksessa kytkimet sammutetaan nollavirralla ja nollajännitteisinä, joten mitään suoja-aikoja ei tarvitse ottaa huomioon. Kappaleen 3.1.1 nollajännitekytkennän tapauksessa tilanne on toinen. Kuten aiemmin on todettu, pyrkii muuntajan toision hajainduktanssin aiheuttama virta jatkamaan kulkuaan hetken aikaa muuntajan polariteetin vaihtumisen jälkeenkin. Tästä seurasi tilanne, jossa tämä induktiivinen virta piti työntää esimerkiksi jonkinlaiseen suojapiiriin.

Tästä voidaan huomata, että kytkimien sammuminen tietyllä viiveellä onkin tässä tapauksessa jopa toivottavaa. Kun kytkimen sammumista viivästetään hetken, ehtii sammutettavan haaran virta pienentyä kyseisessä haarassa. Suojaan ei tällöin mene enää niin suurta energiamäärää, mikä siihen menisi jos kytkimen sammutus tehtäisiin tarkalleen jännitteen nollakohdassa. Tämä johtaa siihen, että kytkinten aukioloaikoja limitetään keskenään sen sijaan, että niitä pidettäisiin yhtä aikaa sammutettuina. Suoja-ajan merkitystä ei siis tässä tapauksessa voida verrata PWM topologioihin, ja suoja-ajan sijaan voidaankin puhua sammutusviiveestä.

Kytinten sammutusviiveet täytyy mitoittaa siten, että virta ei kuitenkaan ehdi missään tilanteessa vaihtaa suuntaansa. Tämä johtaisi suuriin häviöihin ja pahimmassa tapauksessa kytkinten rikkoutumiseen. Toisiovirran suuruus vaihtelee kuorman ja syntetisoitavan jännitteen aikaansaaman kuorman virran mukaan. Tämän vuoksi sammutusviiveelle ei voida määrittää tarkkaa arvoa, jolla toisiovirta olisi laskenut hyvin lähelle nollaa kytkimen sammutushetkellä. Lisäksi sammutusviive aiheuttaa sen, ettei kytkin ole sammutushetkellä enää täysin jännitteetön. Tämä taas aiheuttaa kytkentähäviöitä, koska kytkennät eivät enää ole täysin pehmeitä.

Sammutusviiveen pituudesta muodostuu siis kompromissi käytettävän suojan, kuorman, ja kytkentähäviöiden kesken. Toisaalta nyt ei tarvitse käyttää niin nopeita kytkimiä, koska sammutusviiveet ovat toivottuja. Koska hitaammilla IGBT:llä on yleensä pienempi kynnysjännite, on myös niiden johtavan tilan häviöt tällöin pienempiä. Tämä kompensoi osittain kytkentöihin kuluvaan energiahukkaa.

3.3 Suodin

Syklokonvertterin lähtöjännite sisältää 50 Hz perustaajuuden lisäksi myös muita korkeampia taajuuskomponentteja, joista täytyy päästä eroon. Tämän vuoksi lähtöjännite täytyy vielä suodattaa.

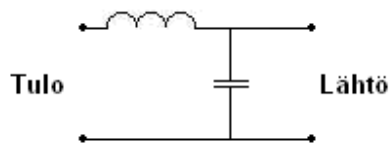
Standardin (SFS-EN 50160) mukaan lähtöjännitteessä ei saa esiintyä yli 8 %:n kokonaisharmonista säröä. Lähtövirralle tämä arvo on 5 %. Koska resistiivisellä kuormalla virran särö on prosentuaalisesti yhtä suuri kuin jännitteen, on jännitteenkin tavoiteltu särötaso tällöin alle 5 %. Tämä merkitsee 230 V:n verkkojännitteellä 11,5 V:n yhteenlaskettua särötasoa. Standardi käsittää vain taajuudet 2 kHz saakka. Käytännön syistä täytyy myös tämän yläpuolella olevat taajuudet ottaa huomioon, koska ne voisivat aiheuttaa ongelmia syötettävissä laitteissa. (Nuutinen 2007).

Ei-haluttujen taajuuskomponenttien vaimentaminen tapahtuu helpoiten alipäästösuotimella. Kuten edellä on todettu, pitää suodin olla suunniteltu siten, ettei lähtöjännitteessä tai -virrassa esiinny yli 5 %:n yhteenlaskettua särötasoa.

Suurimmat pois suodatettavat taajuuskomponentit ovat syklokonvertterin kytkentätaajuuden toinen ja korkeammat parilliset kerrannaiset. Näin ollen voisi äkkinäiseltään päätellä riittävän suotimen olevan sellainen, joka suodattaa vaimentaa kaksinkertaisella kytkentätaajuudella riittävästi. Kuten kandidaatintyössä (Karttunen et al. 2009) on todettu, muodostuu pulssintiheysmodulaation tapauksessa kytkentätaajuuden alapuolellekin kohinatyyppisiä särökomponentteja. Näin ollen on suotimen rajataajuus mitoitettava siten, että myös nämä särökomponentit vaimenevat riittävästi.

Suotimen häviöt on myös saatava mahdollisimman alhaisiksi. Täten suotimen toteutuksessa tulee käyttää reaktiivisia komponentteja, koska näihin ei ideaalitapauksessa ($R = 0$) kulu pätötehoa. Todellisuudessa kaikki komponentit ovat kuitenkin epäideaalisia, ja tämä johtaakin siihen, että suotimen optimointi on erittäin vaikea prosessi. Käytännössä suodin onkin aina kompromissi suodatustehokkuuden, häviöiden, fyysisen koon ja valmistuskustannusten välillä.

Suodityypiksi valittiin LC-suodin, koska se on kaikilta ominaisuuksiltaan houkutteleva vaihtoehto. Suotimen kytketä on esitetty kuvassa 9.



Kuva 9. LC-suodin.

LC-suotimen toiminta perustuu siihen, että induktanssi pyrkii estämään suuritaajuisien virtojen läpipääsyn. Tämä johtuu siitä, että sen impedanssi kasvaa taajuuden kasvaessa. Induktanssin jälkeen oleva lähdön kanssa rinnan kytketty kapasitanssi taas pyrkii oikosulkemaan jäljelle jääneet korkeat taajuudet, koska sen impedanssi puolestaan laskee taajuuden noustessa. LC-

suotimen kertaluku on 2, mikä riittää hyvin työssä käsiteltävän konvertterin lähtöjännitteen suodatukseen.

3.3.1 Suodinkomponenttien valinta

Kuten edellä todettiin, tulee suotimen olla mahdollisimman vähähäviöinen. Vaikka suodinkomponentteja onkin vain kaksi, on häviöihin vaikuttavia muuttujia niin paljon, että optimointi on vaikeaa.

Komponenttitasolla tulee tietenkin käyttää mahdollisimman hyvin soveltuvia osia. Kondensaattorin tapauksessa tämä tarkoittaa lähinnä mahdollisimman pientä sarjaresistanssia ja impedanssia. Kelan kannalta tilanne on mutkikkaampi.

Kelan häviöt koostuvat kuparihäviöistä sekä rautahäviöistä eli sydänhäviöistä. Sydänhäviöt taas voidaan jakaa pyörrevirtahäviöihin ja hystereesihäviöihin. Kuparihäviöt saadaan minimoitua minimoimalla kelan resistanssi. Tämä taas toteutetaan pitämällä kelan langanpituus mahdollisimman lyhyenä ja poikkipinta-ala mahdollisimman suurena. Johtuen suuresta kytkentätaajuudesta ja tämän kerrannaisista, pitää virranähtö- ja läheisyysvaikutus ottaa huomioon. Näiden vaikutusta saadaan pienennettyä käyttämällä esimerkiksi monisäikeistä Litz-lankaa. Sydänhäviöt saadaan minimoitua valitsemalla sydänmateriaali oikein. Laajasta taajuusspektristä johtuen ei ole olemassa materiaalia, joka toimisi hyvin kaikilla häiriötaajuuksilla. Suurin häiriötaajuus on kuitenkin kytkentätaajuus kaksinkertaisena (Karttunen et al. 2009), joten materiaali tulee valita sen mukaan.

Sen lisäksi, että komponenteiksi valitaan laadultaan mahdollisimman sopivat osat, tulee komponenttien arvot valita hyvin. Tällä minimoidaan suodinkomponenttien epäideaalisuuksien vaikutus häviöihin.

Resonanssitaajuutta voidaan pitää myös LC- suotimen rajataajuutena, vaikkakin täydellisessä resonanssissa se ei teoriassa rajoita läpi kulkevaa signaalia. Suotimen resonanssitaajuus saadaan yhtälöstä

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3)$$

Yhtälöstä havaitaan, että kapasitanssin pienentäminen merkitsee väistämättä induktanssin arvon kasvua, mikäli resonanssitaajuus halutaan pitää samana. Tämä taas puolestaan merkitsee lähtöimpedanssin kasvua. Koska suurin osa suotimen häviöistä syntyy kelassa, ei sen kokoa kannata kasvattaa liiaksi. Viitteen (Kim 2000) mukaan suuri lähtöimpedanssi vaikuttaa myös heikentävästi lähtöjännitteen laatuun kuorman muutostiloissa. (Karttunen et al. 2009)

Suotimien suunnitteluun on kehitetty menetelmiä, joilla hyvät suodinkomponenttien arvot voidaan arvioida suhteellisen tarkasti. Pulssintiheysmodulaatiolle ei kuitenkaan löytynyt mitään valmista suodinkomponenttien optimointimenetelmää.

Kandidaatintyössä (Karttunen et al. 2009) käytettiin viitteessä (Dahono 1995) esitettyä menetelmää, joka pyrkii minimoimaan suotimen reaktiivisen tehon. Vaikka menetelmä oli tarkoitettu pulssinleveysmodulointiin sovelluksiin, päästiin sillä hyviin tuloksiin myös pulssintiheysmoduloidun laitteen simuloinnissa. Täten kyseistä menetelmää päätettiin soveltaa myös tähän työhön.

Menetelmällä pystytään mitoittamaan suodinkomponenttien arvot antamalla jokin arvo lähtöjännitteessä esiintyvälle kytkentätaajuiselle säröjännitteelle. Tämän perusteella mitoitetaan suotimen komponenttiarvot siten, että reaktiivinen teho saadaan pieneksi induktanssin pysyessä kohtuullisena. Koska menetelmä on suunniteltu käytettäväksi pulssinleveysmoduloiduissa tapauksissa, on sen käytössä oletettu, ettei alle kytkentätaajuisia häiriöitä juuri esiinny. Tämän takia on menetelmää sovellettaessa pulssintiheysmodulointuun käyttöön huomioitava, ettei suo-

timen rajataajuus muodostu liian korkeaksi. Tämä johtaa siihen, että arvot joudutaan mahdollisesti iteroimaan halutuiksi useammalla laskentakierroksella.

Mitoitus aloitetaan määrittämällä modulaatioindeksi m , joka saadaan

$$m = \frac{U_{LF}}{U_{LFmax}}, \quad (4)$$

Missä U_{LFmax} on konvertterilta saatava saturoitumaton maksimijännite ja U_{LF} on pyydetty referenssijännite (Xianmin 2004).

Tämän jälkeen määritetään suunnitteluparametri K , joka saadaan

$$K = \sqrt{\frac{m^2 - \frac{15}{4}m^4 + \frac{64}{5\pi}m^5 - \frac{5}{4}m^6}{1440}}. \quad (5)$$

Kun suunnitteluparametri on laskettu, päätetään vielä kytkentätaajuuden häiriön jännitteen RMS- arvo, \hat{U}_{RMS} . Tämä mitoitetaan pulssinleveysmoduloiduissa tapauksissa yleensä siten, että arvo on suurin sallittu lähtöjännitteen särön RMS jännite (tässä 5 % lähtöjännitteestä, eli 11,5 V). Koska pulssintiheysmoduloinnin tapauksessa merkittävää säröä esiintyy myös alle kytkentätaajuuden, on tämä arvo valittava siten, että lähtöjännitteen särö ei ylitä maksimiarvoa myöskään alemmilla taajuuksilla. Täten on mitoituksen jälkeen tarkistettava, ettei suotimen rajataajuus ylitä edellä mainittua ylärajaa. Mitoituksessa lähdetään kuitenkin ensin liikkeelle käyttämällä maksimisärön arvoa.

Kun nämä seikat on otettu huomioon, voidaan kelan induktanssi määrittää

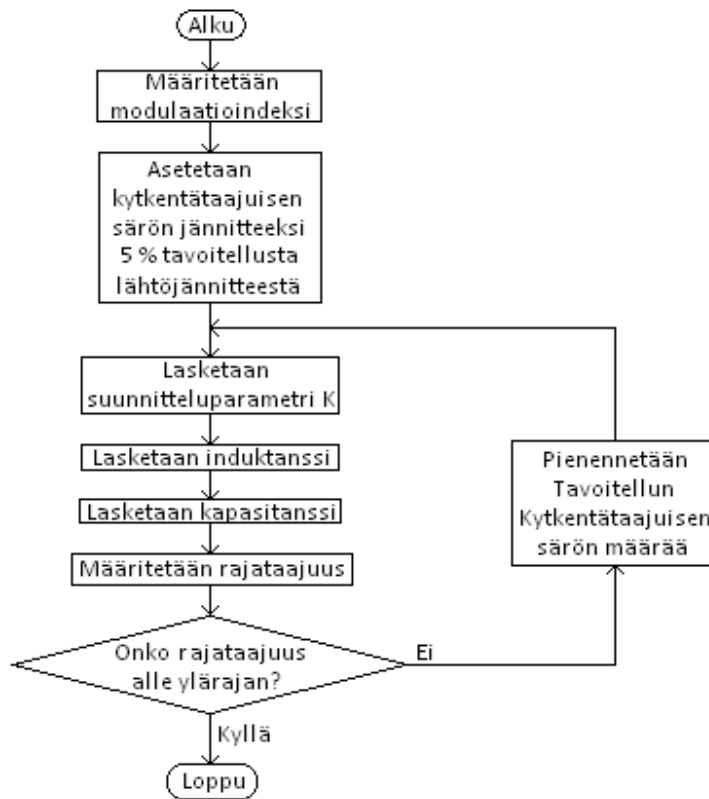
$$L = \frac{u}{I_{fsw}} \sqrt{K \frac{U_{Cyc}}{\hat{U}_{RMS}} \left(1 + 4\pi^2 \left[\frac{f}{f_{sw}} \right]^2 K \frac{U_{Cyc}}{\hat{U}_{RMS}} \right)}, \quad (6)$$

missä u on lähtöjännitteen RMS- arvo, f_{sw} on kytkentätaajuus, f on lähtöjännitteen perustaa-
juus, U_{Cyc} on syklokonvertterilta saatavan jännitteen huippuarvo ja I on lähtövirta maksimi-
kuormalla. Kun induktanssi on määritetty, voidaan kapasitanssi laskea

$$C = K \frac{U_{Cyc}}{L \cdot f_{sw}^2 \cdot \hat{U}_{RMS}}. \quad (7)$$

Nyt kun induktanssi ja kapasitanssi tiedetään, voidaan niiden perusteella laskea suotimelle
rajataajuus kaavalla 3.

Kaavasta havaitaan, että kytkentätaajuisen häiriöjännitteen pienentäminen edellyttää rajataa-
juuden pienentämistä. Täten menetellään siten, että jos rajataajuus laskennan jälkeen ylittää
sille asetetun maksimiarvon, pienennetään toivotun kytkentätaajuisen häiriöjännitteen arvoa ja
lasketaan suotimen arvot uudestaan. Tätä jatketaan niin monta kertaa, että saadaan rajataajuus
halutulle tasolle. Mitoitusprosessia on havainnollistettu kuvassa 10.



Kuva 10. Suotimen suunnitteluprosessin kulku

Liitteessä I on laskettu oheista menetelmää käyttäen komponenttiarvot suotimelle, jonka rajataajuus on 5 kHz. Arvoiksi saatiin:

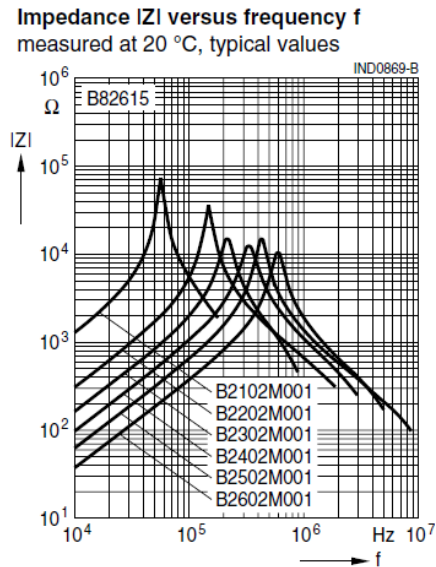
$$L \approx 1,69 \text{ mH}$$

$$C \approx 603 \text{ nF}$$

Tällöin kytkentätaajuuden särön jännitekomponentiksi \hat{U}_{RMS} jää menetelmän mukaan 6,76 V.

Kuten aiemmin on todettu, ovat todelliset suodinkomponentit epäideaalisia. Todellisen kelan impedanssi ei kasva äärettömyyteen taajuuden mukana, vaan sillä on tietty huippuarvo sille ominaisella taajuudella. Tämä johtuu siitä, että kelalla on myös tietty rinnakkaiskapasitanssi, joka on seurausta käämikierrosten välisistä kapasitansseista. Todellinen kela on siis käytännössä rinnankytketty LC-piiri, jolla on tietty resonanssitaajuus. Joudutaan siis tilanteeseen,

jossa tietyllä resonanssitaajuudella kelan impedanssi on hyvin suuri. Resonanssitaajuuden yläpuolella impedanssi taas laskee loiskapazitanssin vaikutuksesta. Kuvassa 11 on esitetty erään Epcos:n tuoteperheen kelojen induktanssien käytös taajuuden funktiona. Malli B2502M001 (2 kpl.) valittiin myöhemmin prototyypin suodinkelaksi.



Characteristics and ordering codes

I_R A	L_R mH	L at I_R , typ. mH	R_{typ} Ω	Ordering code
1	20	11	3.0	B82615B2102M001
2	5.0	2.3	0.90	B82615B2202M001
3	2.5	1.3	0.40	B82615B2302M001
4	1.5	0.76	0.22	B82615B2402M001
5	1.0	0.41	0.15	B82615B2502M001
6	0.7	0.28	0.10	B82615B2602M001

Kuva 11. Todellisten kelojen impedansseja taajuuden funktiona (Epcos 2008).

Kuvasta voidaan havaita selvästi kelojen omien resonanssitaajuuksien aiheuttamat impedanssien huiput. Impedanssivaihtelu vaikuttaa väistämättä myös taajuusvasteeseen.

Kelan loiskapazitanssi muodostaa suurilla taajuuksilla myös suoran jännitteenjaon suotokondensaattorin kanssa. Pulssinleveysmoduloinnin tapauksessa tämä johtaa tilanteeseen, jossa hakkurin aiheuttamat nopeat jännitteen nousut ja laskut näkyvät jännitetransientteina lähdössä. Koska tässä työssä käsiteltävä laite toimii pehmeällä kytkennällä, eikä suuria jännitteen nousuja laskunopeuksia ei ole, voidaan tämä ilmiö periaatteessa jättää huomiotta. Epäideaalisuuksista johtuen ei suotimen näkemä jännite kuitenkaan ole pelkästään puhtaita siniaallon puolijaksoja, joten jonkinlaisia nopeita jännitevaihteluita on todennäköisesti odotettavissa. Täten kannattaa loiskapazitanssi pitää mahdollisimman pienenä.

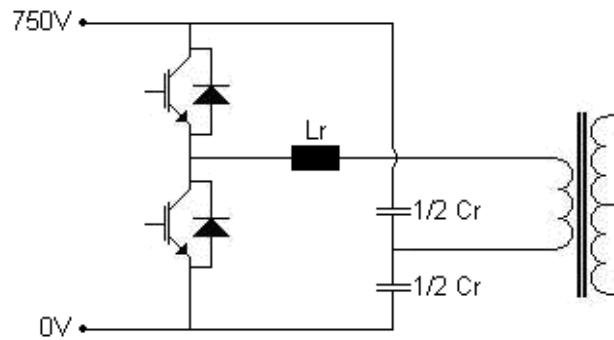
3.4. Resonanssikonvertteri

Tässä kappaleessa käydään lyhyesti läpi resonanssikonvertterin toimintaperiaate ja sen tehtävä tutkittavassa järjestelmässä. Resonanssikonvertteri ei varsinaisesti kuitenkaan kuulu tämän työn piiriin. Täten sen toimintaa ja ominaisuuksia tarkastellaan tässä vain pintapuoleisesti, jotta koko laitteen toiminta olisi hahmotettavissa.

Resonanssikonverttereita on tutkittu harvakseltaan jo 80-luvulta lähtien, mutta niiden suosio on ollut viimeaikoihin saakka vähäistä ohjauksen vaativuuden, kuormaherkkyyden ja komponenttikriittisyyden vuoksi. Viimeaikoina resonanssikonverttereihin on kuitenkin kohdistunut suurenevaa kiinnostusta niiden vähähäviöisyyden takia.

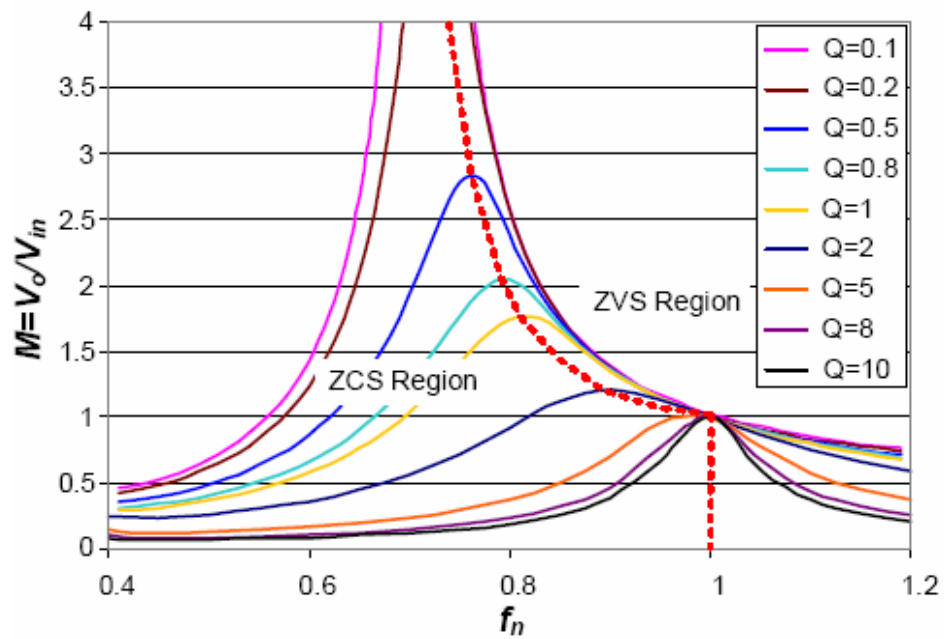
Resonanssikonvertterin toiminta perustuu resonanssiin, joka saatetaan värähtelemään. Tällöin voidaan piiriä syöttäviä kytkimiä kytkeä nollajännitteellä ja/tai nollavirralla. Pehmeä kytkentä mahdollistaa kytkentähäviöiden eliminoitumisen, jolloin voidaan käyttää taloudellisesti myös varsin suuria kytkentätaajuuksia. Kytkentätaajuuden kasvattaminen taas johtaa komponenttien (etenkin muuntajan) fyysisen koon ja painon pienenemiseen.

Konvertteritopologioita on runsaasti erilaisia. Tässä työssä päätettiin soveltaa sarjaresonanssitopologiaa. Resonanssiin muodostuu siis muuntajan kanssa sarjaan kytketystä induktanssista ja kapasitanssista, jotka yhdessä muuntajan kanssa muodostavat LC-resonanssiin. Kondensaattorien virtojen pienentämiseksi kapasitanssi on jaettu kahdelle kondensaattorille. Piiriä syötetään kahdella puolisuoralla kytketyllä IGBT:llä. Resonanssiin korkeataajuinen virta johdetaan erotusmuuntajan ensiön läpi, jolloin saadaan galvaanisesti erotettu energian siirto muuntajan toisipuolelle. Resonanssikonvertterin topologia on esitetty kuvassa 12.



Kuva 12. Resonanssikonvertterin topologia.

Konvertteria voidaan periaatteessa ajaa kolmessa eri tilassa: resonanssitaajuudella ja sen ylä- tai alapuolella. Tämä vaikuttaa piirin vahvistukseen sen Q -arvon, eli hyvyysluvun kanssa. Vaikutus on esitetty kuvassa 13.



Kuva 13. Normalisoidun käyttötaajuuden ja Q -arvon vaikutus resonanssipiirin vahvistukseen (Liu 2007).

Kuten kuvasta huomataan, vaikuttavat Q -arvo ja käyttötaajuus huomattavasti vahvistukseen.

Q -arvo saadaan

$$Q = \frac{\sqrt{L_r / C_r}}{n^2 \cdot R_L}, \quad (8)$$

missä n on muuntajan muuntosuhde, L_r on resonanssipiirin induktanssi, C_r on resonanssipiirin kapasitanssi ja R_L on kuorman pätöteho (Liu 2007). Kaavasta havaitaan, että Q -arvon myötä myös kuorma vaikuttaa vahvistukseen. Poikkeuksen tähän tekee konvertterin ajaminen resonanssitaajuudella. Tällöin kuorman muutos ei vaikuta vahvistukseen, vaan se pysyy kuormasta riippumatta arvossa 1. Koska prototyypin ohjauksesta haluttiin yksinkertainen, päätettiin resonanssipiiri suunnitella siten, että sen resonanssitaajuus olisi sama kuin kytkentätaajuus. Täten piirin resonanssitaajuudeksi tuli mitoittaa 100 kHz. Resonanssitaajuus saadaan

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} \quad (9)$$

Komponenttiarvoiksi valittiin:

$$L = 35 \mu\text{H}$$

$$C = 2 \cdot 33 \text{ nF}$$

Induktanssin arvoon pitää vielä lisätä resonanssikelan kanssa sarjassa vaikuttava muuntajan hajainduktanssi. Tällöin muuntajan hajainduktanssin arvolla 3 μH päästään noin sadan kilohertsin resonanssitaajuuteen, jos muut komponentit ovat edellä mainittuja. Todellisuudessa muuntajan hajainduktanssi ja komponenttien arvot poikkeavat tästä, joten resonanssitaajuus tulee olemaan jonkin verran sivussa 100 kHz tavoitteesta. Täten pitää todellisen resonanssi-
piirin resonanssitaajuus mitata ja kalibroida kytkentätaajuus sen mukaan.

4 PROTOTYYPPI

Laitteesta lähdettiin kehittämään prototyyppiä edellä olevan teorian pohjalta. Toteutuksessa edettiin siten, että ensin laitteesta tehtiin simulointimalli, jonka tuli vastata mahdollisimman hyvin myöhempää laitetta worst case -pohjalta. Tämän oli tarkoitus paljastaa mahdolliset ongelmakohdat ja auttaa niiden ratkaisemisessa.

4.1 Prototyypin simulointi

Prototyypin simulointia varten kehitettiin simulointimalli OrCad Capture ohjelmalla, Liite III. Simuloinnin avulla oli tarkoitus selvittää laitteen mahdolliset ongelmakohdat. Tämän takia mallin kehittäessä pyrittiin ottamaan huomioon kaikki mahdolliset ongelmat, joita laitteen hallintaan saattaa liittyä. Mallia ohjattiin bipolaarisesti, koska sen kuviteltiin olevan paljon haastavampi ohjausmuoto kuin unipolaarinen. Tarkoituksena oli myös löytää parhaimmat komponenttiarvot hyötysuhdetta silmällä pitäen. Tähän liittyi olennaisesti myös toisiokytkinten sammutusajan optimointi.

Resonanssikonvertterin kytkimiä ohjataan kiinteällä 100 kHz kytkentätaajuudella 50 % pulssisuhteella ja 500 ns suoja-ajalla. Muuntajan jälkeisiä kytkimiä ohjataan pareina Z3, Z4 ja Z5, Z6. Riippuen siitä, kumpi ensiökytkin muuttuu johtavaksi ja kumman polariteetin jännitettä halutaan, valitaan näistä pareista toinen. Tällöin lähtöön saadaan aina halutunsuuntainen jännite.

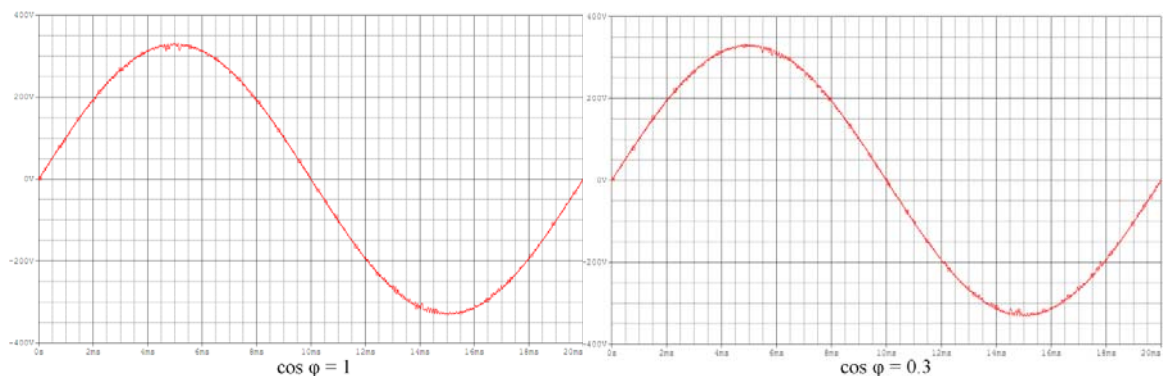
Prototyypin syklokonvertterin säätöä varten mitataan lähtöjännite ja suodinkelan ja kondensaattorin välinen virta. Simuloinnin perusteella myös jälkimmäinen suure pitää tietää, jotta järjestelmä saadaan pidettyä stabiilina. Koska lähtöjännite mitataan vasta suotimen jälkeen ja koska suodin koostuu kahdesta reaktiivisesta komponentista, on säätö pelkän lähtöjännitteen ja referenssin vertaamisella teoriassa mahdotonta. Tällainen järjestelmä ei pysyisi stabiilina pienillä kuormilla. Sädön lohkokaaavioesitys on havainnollistettuna liitteessä II.

Mallissa luodaan ensin referenssi-jännite sekä induktiivinen ja resistiivinen referenssivirta. Referenssit erotetaan mittaus suureista ja näin muodostetut virhesignaalit summataan. Yhteisen virhesignaalin etumerkki liitetään viiden mikrosekunnin välein muuntajan keskimääräiseen 500 V:in toisiojännitteeseen. Tämä ajetaan suodininduktanssin kautta, jonka jälkeen mitataan virta sille tarkoitetulla takaisinkytkennällä. Edelleen signaali ajetaan kondensaattorin kapasitanssin yli. Tämän jälkeen saadaan lähtöjännite, joka mitataan omalla takaisinkytkentäsil-mukalla. Virran virhesignaali vahvistetaan vielä arvolla K . Tämä oli askelvastekokeen perusteella oltava vähintään 2.1, jotta järjestelmä pysyisi stabiilina.

Suodinkomponentit poikkeavat jonkin verran lasketuista arvoista johtuen todellisten suodinke-lojen sisältämistä parasitiiviominaisuuksista. Simulointiin haluttiin jo valmiiksi sellaisten kom-pONENTtien arvot, joita myöhemässä prototyypissä tul-taisiin käyttämään. Suotimen kom-pONENTTIARVOT ovat näin ollen kompromissi laskennallisten ja saatavilla olevien todellisten kom-pONENTTIEN pohjalta.

4.2.1. Simulointimalli pienellä kuormalla

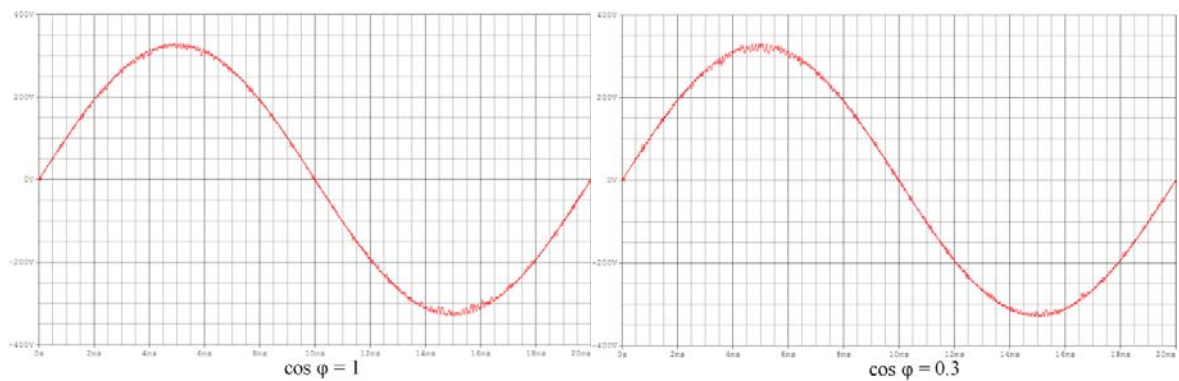
Jotta laitteen toiminnallisuus pystyttäisiin osoittamaan mahdolliseksi pienillä kuormilla, tehtiin simulointikoe 1 VA teholla. Tehokertoimina oli 1 ja 0,3 (kapasitiivinen). Simuloinnin mukaan laite toimi odotetulla tavalla. Lähtöjännitteen käyrämuodot on esitetty kuvassa 14.



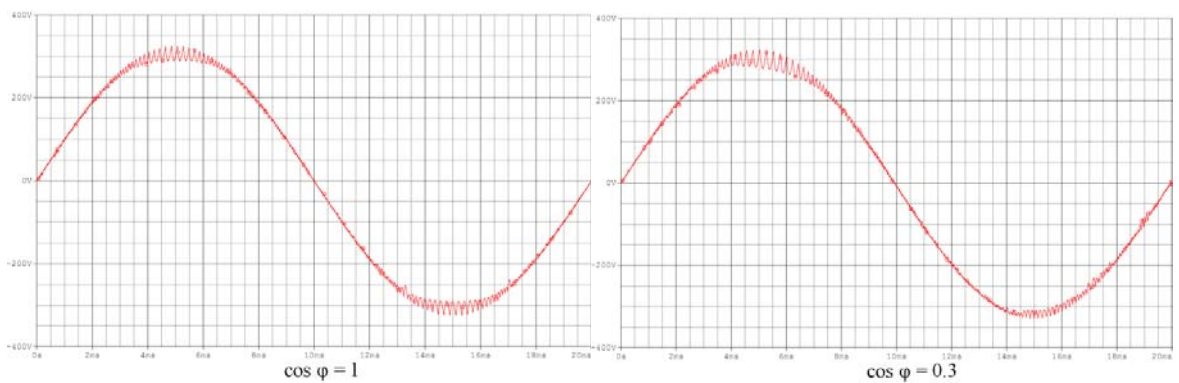
Kuva 14. Lähtöjännitteen käyrämuodot 1 VA teholla ja tehokertoimilla 1 sekä 0,3.

4.2.2. Simulointikoe suurella kuormalla

Laitteen toiminnallisuuden testaamiseksi suurella kuormituksella tehtiin kuormituskoe 200 VA ja 1 kVA tehoilla. Tehokertoimet olivat 1 ja 0,3 (induktiivinen). Simuloinnin mukaan laite toimi halutulla tapaa myös suurilla kuormilla. Lähtöjännitteen käyrämuodot on esitetty kuvissa 15 ja 16.



Kuva 15. Lähtöjännitteen kuvaajat 200 VA kuormalla ja tehokertoimilla 1 sekä 0,3.



Kuva 16. Lähtöjännitteen kuvaajat 1 kVA kuormalla ja tehokertoimilla 1 sekä 0,3.

Prototyyppi selvisi kaikista simulointikokeista ongelmitta. Sääto säilyi stabiilina ja lähtöjännite siistinä kaikilla kuormilla sekä kaikilla tehokertoimilla. Ainoastaan 1 kVA kuormilla lähtöjännitteen huippukohdissa esiintyi hieman värettä.

Kyseinen topologia saatiin toimimaan simuloinnissa hyvin. Kytkinten yli ei missään vaiheessa muodostunut niiden kestoja ylittäviä jännitteitä. Myös säätö toimi ongelmitta ja stabiilisti kaikissa kuormitustilanteissa.

Pienimmät toisiovirtojen aiheuttamat ylijännitesuojien häviöt saavutettiin toisiokytkinten noin mikrosekunnin sammutusajalla (täysin kyllästyneestä täysin johtamattomaksi), jolloin häviöiksi ylijännitesuojissa muodostui peräti 80W (täysi kuorma). Tämä pienenee unipolaariohjauksella huomattavasti, koska muuntajalta ei oteta kokoajan virtaa. Tällöin ei myöskään tule niin paljoa ensiökytkinten sammutuksia, joissa tehoa menee ylijännitesuojiiin.

Koska simulointimalli saatiin toimimaan moitteetta, päätettiin sen pohjalle rakentaa todellinen prototyyppi.

4.2 Prototyypin säätö

Prototyypin rakentamisesta vastasi LUT Electronics Design Centre. Resonanssikonvertteri, muuntaja sekä syklokonvertteri toteutettiin periaatteeltaan edellä mainituin tavoin. Laitteen ohjaus toteutettiin yhdellä Texas Instrumentsin DSP:llä. Hilaohjaimet toteutettiin kaikki omille piirilevyilleen, joilla jokaisella oli oma galvaanisen erotuksen toteuttava DC-DC jännitelähde. Toisiokytkinten ylijännitesuojina käytettiin 880 V kynnysjännitteellisiä TVS diodeja, jotka oli asennettu muuntajan toisiokäämien rinnalle.

Laitteen säädöstä huolehtii kokonaisuudessaan yksi Texas Instrumentsin TMS320F2806 prosessori. Säätö toimii kahdessa osassa siten, että resonanssikonvertteria ja syklokonvertteria ohjataan täysin toisistaan riippumatta. Ainoa yhteys näiden välillä on kytkentähetkien synkronointi. Kun ensiökytkinten suoja aika alkaa, lasketaan toisiokytkinten halutut tilat ja toteutetaan näiden kytkentä.

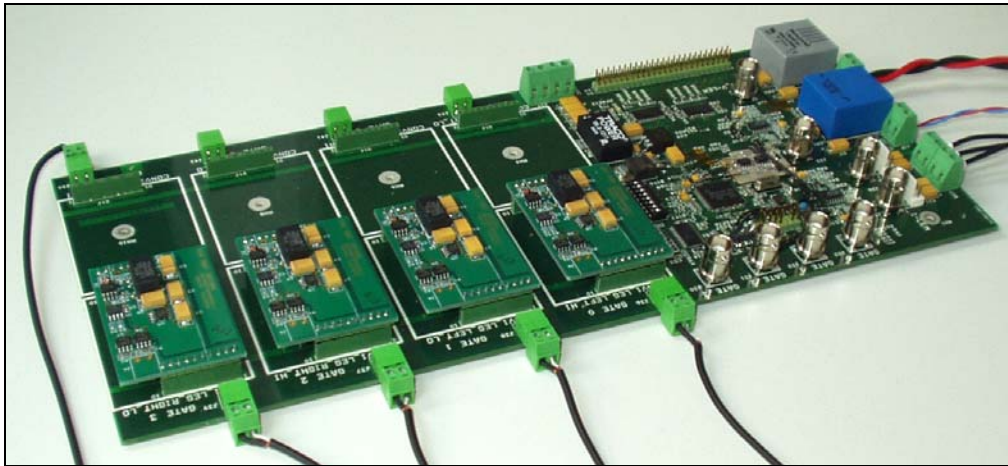
Syklokonvertterin IGBT:itä ohjataan vuorotellen noin 100 kHz kiinteällä taajuudella ja 500 ns suoja-ajalla. Käynnistysvaiheessa suoja-aika on ensin 4000 ns ja se ajetaan lopulliseen arvoonsa ajassa 1 s. Tämän jälkeen suoja-aikaan ei puututa.

Syklokonvertterin säätö on resonanssikonvertterin säätöä paljon monimutkaisempi. Tämä johtuu suuresta kytkentätaajuudesta ja isosta määrästä muuttujia, jotka pitää tietää. Kuten jo aiemmin todettu, pitää muuntajan kunkin hetken polariteetti tietää, jotta osataan päästää lähtöön oikean polariteetin omaavia pulsseja. Lisäksi suotimen LC-piirin virran hallinta on teoriassa monimutkaista varsinkin pienillä kuormilla.

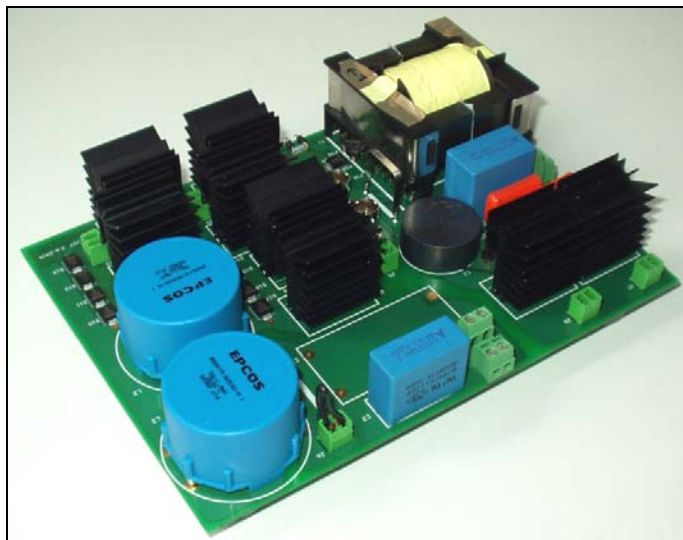
Lähtöjännite ja -virta mitataan Hall-ilmioon perustuvilla antureilla LEM, LV-25P (jännite) ja Honeywell, CSNE151 (virta). Anturit erottavat mitattavan piirin galvaanisesti niiden lähtösignaaleista. Lähtösignaalit skaalataan sopivaksi 0..3 V jänniteviestiksi prosessoriin integroidulle A/D-muuntimelle käyttäen välissä skaalauspiiriä, joka muuntaa anturien syöttämän ± 15 V jänniteviestin halutuksi.

Lähtöjännitteen suodin toteutettiin kahdella Epcos:n valmistamalla, 1 mH rautapulverisydämisellä kuristimella ja yhdellä Epcos:n 3,3 μ F polypropyleenikondensaattorilla. Kuristimien oma resonanssitaajuus on noin 450 kHz ja resistanssi noin 150 m Ω .

Prototyypin modulaattoripirikortti hilaohjaimineen ja virran- sekä jännitteenmittausantureineen on esitetty kuvassa 17. Pääteastepiirikortti on esitetty kuvassa 18.



Kuva 17. Modulaattori- ja virtaohjainlevy. Edessä vasemmalla ensiö- ja toisiokytkinten hilaohjaimet. Vapaakiertokytkintä ei vielä tässä vaiheessa tarvittu, joten sen hilaohjain puuttuu. Takana oikealla Virran- ja jännitteen mitta-anturit.



Kuva 18. Invertterin pääteasteleikkokortti. Edessä suodinkelat ja kondensaattori. Vasemmalla edessä ensiökytkimet ja näiden takana resonanssi- ja muuntaja. Takana vasemmalla toisio- ja vapaakiertokytkinparit.

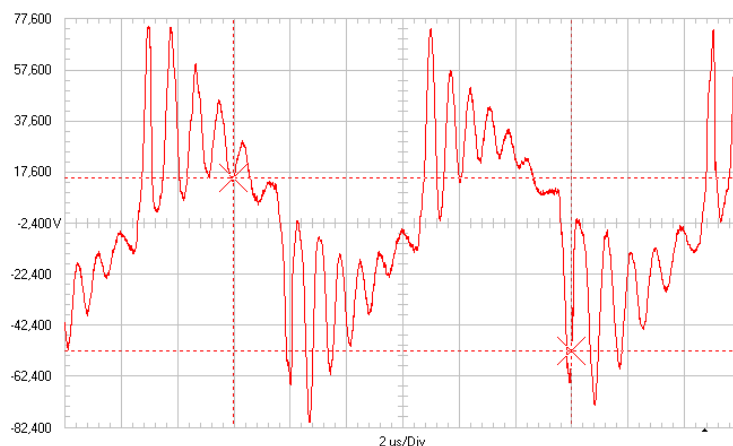
4.3 Ensimmäiset kokeet

Prototyyppiä lähdettiin koeajamaan pienillä jännitteillä ja kuormalla sekä bipolaariohjauksella. Heti alkuun huomattiin, ettei virran mittausta käytännössä tarvittukaan, vaan säätö pysyi sta-

biilina pelkän jännitemittauksen avulla. Tämä johtui suodinkelojen resistansseista; todellinen suodinhan on käytännössä LRC-piiri.

Aluksi ongelmia tuottivat ilmeisesti EMC-syistä johtunut modulaattorin sekoaminen, jonka seurauksena ensiökytkimet kytkeytyivät välillä yhtä aikaa johtaviksi. Tämä tarkoitti suoraa haaraoikosulkua ja johti kytkinten tuhoutumiseen. Myös syöttävä virtalähde vikaantui. Ongelmasta selvittiin pidentämällä modulaattorin ja pääteastepiirikorttien fyysistä etäisyyttä. Myös ensiökytkinten hiloilla olevat kondensaattorit vaihdettiin suurempiin mahdollisten värähtelyjen poistamiseksi.

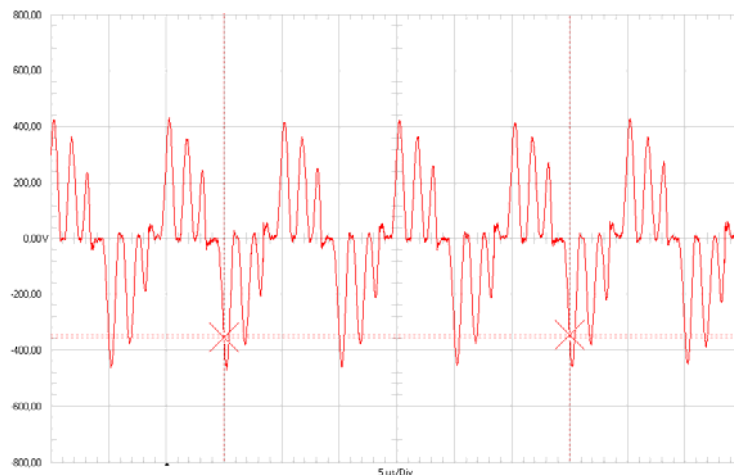
Resonanssikonvertterin ja muuntajan kanssa havaittiin yhteensopivuusongelma, joka johtui muuntajan toision rinnakkaiskapasitansseista. Muuntajan toisiot olivat foliokämeistä tehtyt, mikä lisäsi pääty-pääty kapasitanssia huomattavasti. Näitä kapasitansseja ei ollut otettu huomioon simulointimallissa. Kapasitanssit aiheuttivat suuren jännitteen värähtelyn yli megahertsin taajuudella muuntajan toisoissa. Toisiokapasitanssien lisäksi värähtelyyn osallistuvat luonnollisesti myös muut resonanssi- ja toisiopiirin loiskomponentit, kuten piirilevyn ja kytkinten muodostamat kapasitanssit ja induktanssit. Toisioiden jännitteet on esitetty kuvassa 19.



Kuva 19. Foliokäämityn muuntajan voimakkaasti noin 1,4 MHz taajuudella värähtelevä toisiojännite 100 V:n syöttöjännitteellä. Jännite on skaalattu suhteessa 1:10.

Jännite ei siis ollut lähelläkään sinimuotoista. Koska jännitteen nousunopeus nolakohtien jälkeen on suuri ja toisiokytkimien aukioloa viivästetään, pääsee aina osa seuraavaa, vastakkaisen polariteetin puolijaksoa kytkimen läpi. Tämä johti tilanteeseen, jossa jännitekeskiarvo syklokonvertterin jälkeen laski huomattavasti, eikä konvertteri kyennyt tuottamaan kunnollista lähtöjännitettä. Tällöin menetettiin myös pehmeän kytkennän mahdollisuus.

Toisiokapasitanssien aiheuttamien ongelmien vähentämiseksi muuntaja päätettiin käämiä uudestaan kokonaan litz-langasta. Tämän seurauksena värähtelytaajuus pieneni ja konvertteri pystyi tuottamaan toivottua jännitettä. Uudella litz-lankamuuntajalla saatu toisiojännite on esitetty kuvassa 20.



Kuva 20. Kokonaan litz-langasta käämityn muuntajan toisiojännite 270 V syöttöjännitteellä. Toisiojännite sisältää vieläkin noin 0,7 MHz häiriökomponentin

Kuvasta huomataan jännitteen olevan edelleenkin kaukana sinimuotoisesta, mutta nyt jännite on kuitenkin jo hyvän aikaa lähellä nollaa, jolloin toisiokytkimet ehtivät sulkeutua ennen jännitteen nousua vastakkaiselle puolelle. Nyt syklokonvertteri pystyi tuottamaan keskiarvoltaan suurempaa jännitettä ja kytkennöissä syntyi myös vähemmän häviöitä. Värähtelyn tarkkaa syntymekanismia ei saatu selville, koska simulointimallia ei saatu toimimaan täysin vastaavalla tavalla. Loiskapanssien voitiin kuitenkin olettaa olevan suurin ongelman osatekijöistä.

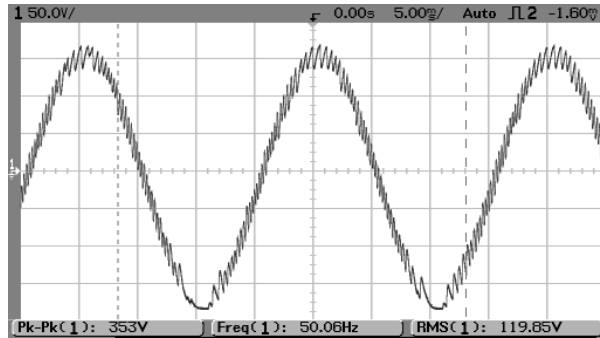
Kun nämä ongelmat oli saatu hallintaan, huomattiin vielä, että muuntajan toisiopäätyjen ja maatason välillä olevat transienttisuojat eivät pelkästään riitä. Käytännössä voidaan joutua tilanteeseen, jolloin muuntajan molempien toisioiden yli esiintyy suuri jännitetransientti toisen toisiokytkimen ollessa johtavana. Tällöin johtamattoman kytkimen yli voi vaikuttaa kaksi kertaa ylijännitesuojien kynnysjännite, eli teoriassa 1760 V. Käytännössä tämä on vielä enemmän johtuen jännitesuojien kynnysjännitteen näennäisestä kasvamisesta purkausvirran mukaan. Toisiokytkimet tuhoutuivat tästä syystä. Päädyttiin tilanteeseen, jossa molempien kytkinten yli oli asennettava suojat. Tämä toteutettiin yksinkertaisesti vaihtamalla IGBT:t MOSFE-transistoreihin, joissa oli sisäiset TVS diodit lähteen ja nielun välillä. Myös ensiökytkimet päätettiin vaihtaa vastaaviin, vapaakiertokytkinpariksi jätettiin IGBT:t. MOSFE-transistoreihin siirtyminen oli tässä vaiheessa helpoin vaihtoehto, koska sisäistä TVS diodia omaavia IGB-transistoreja ei löytynyt ja uusien erillisten suojien asentaminen valmiille piirilevylle olisi ollut hankalaa. Valitut MOSFETit sopivat myös koteloiltaan suoraan aiempien IGB-transistorien tilalle. MOSFE-transistoreilla on kyseisessä sovelluksessa hieman IGB-transistoreja suuremmat johtavan tilan häviöt, mutta sen ei koettu olevan prototyypivaiheessa este niiden käytölle. Lopullinen pääteasteen kytkentäkaavio on esitetty liitteessä IV.

Kun hakkuri oli saatu valmiiksi, mitattiin sen toimintaa sekä bipolaarisella että unipolaarisella ohjauksella. Aiemmassa kandidaatintyössä (Karttunen et al. 2009) todettiin unipolaariohjaus paremmaksi muodoksi, mutta tämä haluttiin selvittää myös kokeellisesti. Näin pystyttiin vertailemaan molempien ohjausmuotojen etuja sekä haittoja.

4.4 Prototyyppi bipolaarisella ohjauksella

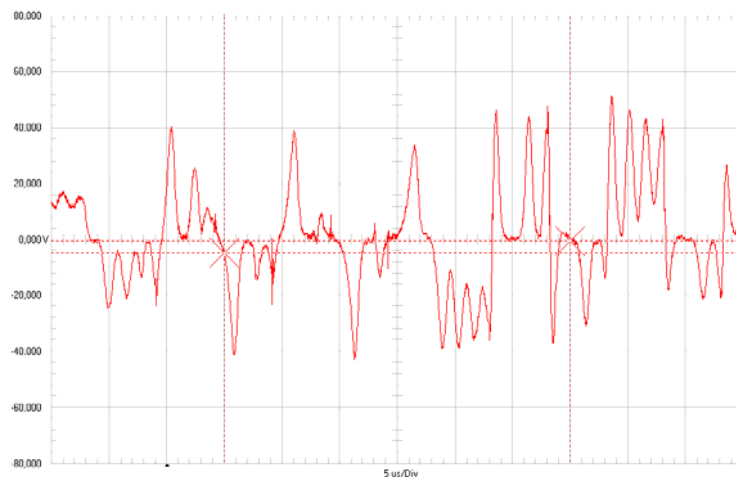
Laitetta alettiin ajaa varovasti 330 Ω resistiivisellä kuormalla, ja 120 V_{RMS} jännitepyynnillä. Syöttöjännite oli 270 V. Suuremmat tehot eivät olisi olleet edes mahdollisia, koska toisiokytkinten yli oli niiden maksimikeston suuruisia jännitetransientteja jo näillä tehoilla. Laite otti tässä tilanteessa vajaa 200 W tehon tasavirtalähteeltä ja ensiö- sekä toisiokytkimet lämpenivät reilusti. Antotehon kasvattaminen olisi vaatinut myös syöttöjännitteen kasvattamista, jotta pyydetty 120 V_{RMS} vaihtojännite olisi pystytty tuottamaan leikkaantumattomana. Tällöin kyt-

kinten sisäisiin transienttsuojiiin olisi hukkunut vielä enemmän tehoa, joka olisi todennäköisesti johtanut niiden tuhoutumiseen. Antojännite on esitetty kuvassa 21.



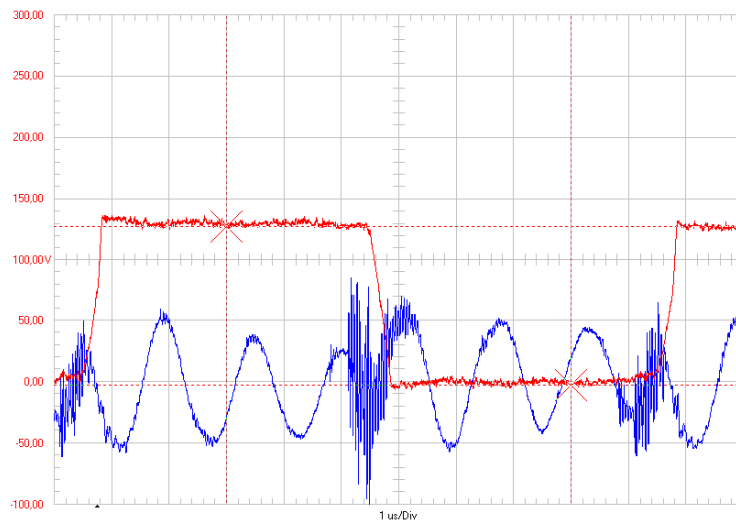
Kuva 21. Hakkurin tuottama jännite $120V_{RMS}$ pyynnillä ja 330Ω kuormalla.

Huono hyötysuhde ja suuret jännitetransientit kytkinten yli estivät laitteen mielekkään toiminnan. Nämä osoittautuivat johtuvan resonanssikonvertterin kyvyttömyydestä vastata äkkinäisiin kuorman muutoksiin stabiilisti. Bipolaariohjauksen tapauksessa resonanssikonvertterin näkevän suodinkelassa kulkevan induktiivisen virran suuntaa vaihdellaan jatkuvasti. Tällöin muodostuu epäjatkuvuuskohtia, joissa ensiö- ja toisiojännitteet ”loikkivat” useita satoja voltteja. Tilannetta on havainnollistettu kuvassa 22, jossa on kuvattu muuntajan ensiöjännite yllä olevassa kuormitustilanteessa.



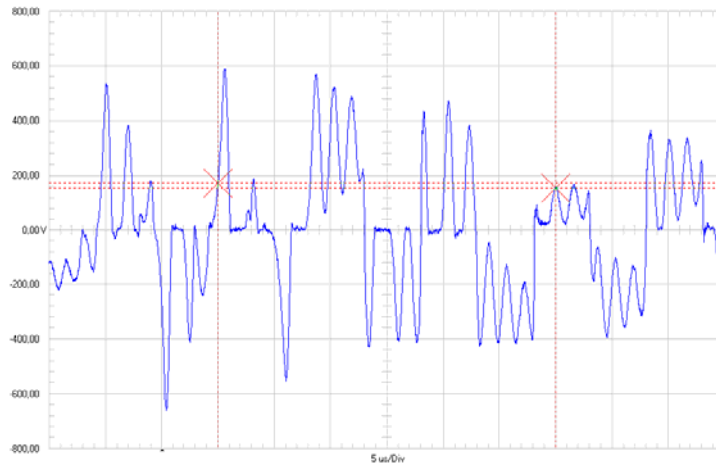
Kuva 22. Muuntajan ensiöjännite laite kuormitettuna ja bipolaariohjauksella. Syöttöjännite 270 V. Jännite on skaalattu suhteessa 1:10.

Kuvasta nähdään, että jännite käyttäytyy hyvin satunnaisesti. Resonanssikonverterteri ei siis todellisuudessa pystynyt vuoronperään ottamaan vastaan ja luovuttamaan tehoa, vaikka tämä oli simuloinnissa todettu mahdolliseksi. Myös mahdollisuus ohjata ensiökytkimiä pehmeästi menetetään tällaisessa tilanteessa. Tällöin kytkentähäviöistä aiheutuu suuri kytkinten lämpeneminen ja hyötysuhteen heikkeneminen. Kuvassa 23 on esitetty kytkimen Z2 yli oleva jännite ja ensiöpiirin virta. Voidaan havaita, että kytkimet ovat yhtä aikaa virrallisia ja jännitteellisiä. Ensiövirrassa esiintyy myös erittäin suuritaajuisia värähtelyä, sekä sama noin 0,7 MHz häiriökomponentti, joka oli havaittavissa toisiojännitteessä. Suuri virran värähtely erittäin suurella taajuudella on myös iso ongelma. Vastaavaa häiriötä ei saatu tuotettua simuloimalla, joten sen syntymekanismi jäi myös epäselväksi.

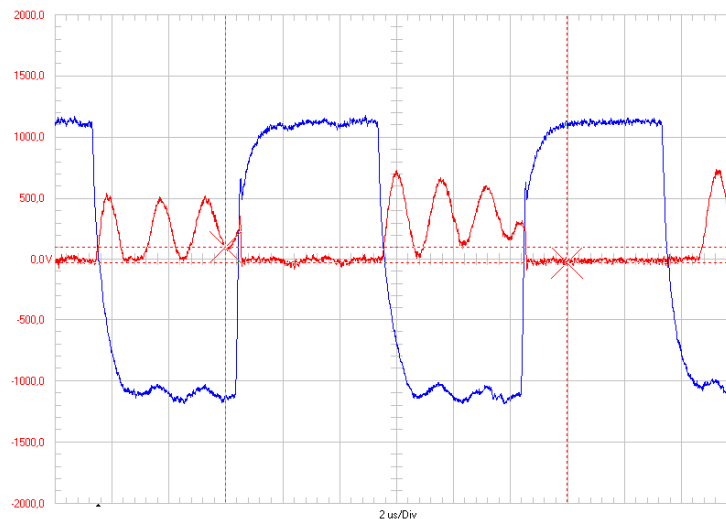


Kuva 23. Kytkimen Z2 yli oleva jännite (pun.) ja ensiöpiirin virta. Virta on skaalattu suhteessa 25:4.

Ongelma vaikuttaa myös muuntajan toisiopuolelle. Myös toisiojännite käyttäytyy tällaisessa tilanteessa hyvin satunnaisesti. Koska toisioilta saatavat jännitepulsit ovat hyvin satunnaisen muotoisia ja kokoisia, on selvää että jännitteen muodostaminen niistä on pulssitiheysmodulaatiota käytettäessä vaikeaa. Myös kytkennät tapahtuvat suurelta osin jännitteisinä, jolloin syntyy suuri määrä kytkentähäviöitä. Toisiojännite on esitetty kuvassa 24. Kuvasta 25 havaitaan, että myös suuri osa toisiokytkinten kytkennöistä tapahtuu kovina.



Kuva 24. Muuntajan toisiojännite (S1:n puoli). Ohjaus bipolaarisena. Syöttöjännite 270 V.



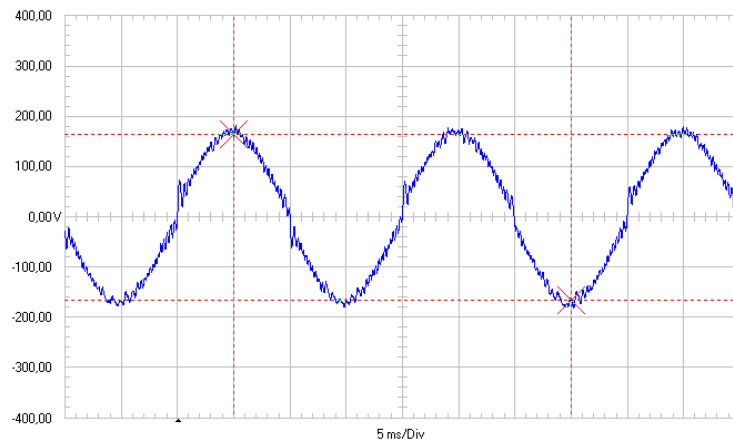
Kuva 25. Kytkimen S1 ohjaus- (sin.) ja yli oleva jännite. Kuvasta voidaan havaita, että osa kytkennöistä tapahtuu kovina. Ohjausjännite on skaalattu suhteessa 1:100.

Koska jännite käyttäytyi erittäin mielivaltaisesti ja hallitsemattomalla tavalla, ei bipolaariohjausta tutkittu tämän suuremmilla jännitteillä. Suuret tehohäviöt kytkimissä ja satunnaiset 1500 V jännitetransientit toisiokytkinten yli olisivat tuhonneet toisiokytkimet. Myös 50 Hz jännitteen muodostaminen kyseisestä epämääräisestä suurtaajuudesta toisiojännitteestä on hankalaa. Täten saatiin osoitettua, ettei bipolaariohjaus sovellu käytettäväksi kyseisessä topologiassa, ellei resonanssikonvertteria saada toimimaan paljon stabiilimmin.

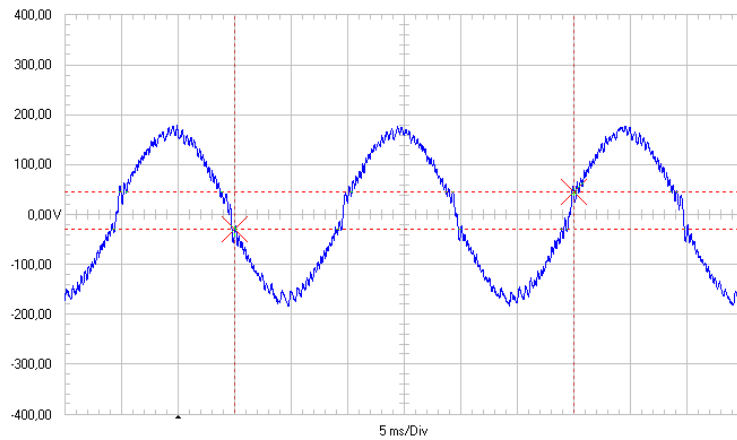
4.5 Prototyyppi unipolaarisella ohjauksella

Kuten aiemmin mainittu, on unipolaariohjauksessa lähtöön mahdollista valita positiivisten ja negatiivisten pulssien lisäksi myös nollajännite. Täten ohjausta oli muutettava seuraavasti: Referenssijännitteen ollessa positiivinen, päästetään lähtöön positiivisia pulsseja, mikäli lähtöjännite on referenssiä pienempi. Referenssijännitteen ollessa negatiivinen, päästetään lähtöön negatiivisia pulsseja, mikäli lähtöjännite on referenssiä suurempi. Kaikissa muissa tilanteissa sammutetaan molemmat toisiokytkimet ja sytytetään vapaakiertokytkin, jotta suotimen induktiivinen virta pääsee kulkemaan esteettä.

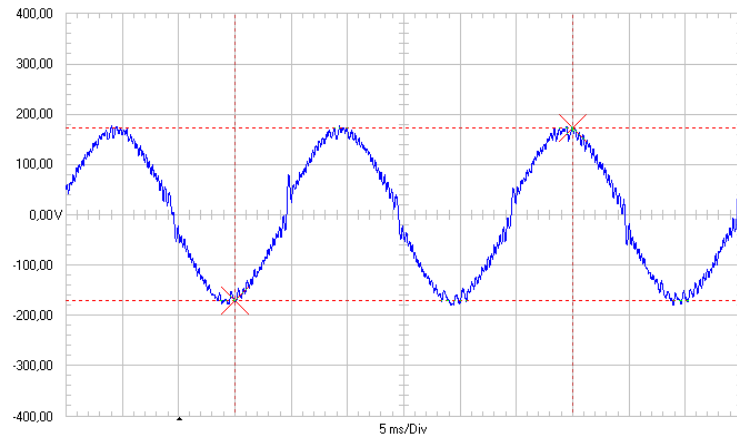
Laitteen testaus aloitettiin varovasti $120 \text{ V}_{\text{RMS}}$ jännitepyynnillä ja 1 VA kuormilla tehokertoimilla 1, 0.8 ja 0.3 (osittain kapasitiiviset kuormat). Syöttöjännite piti olla 330 V , jotta lähtöjännite pystyttiin tuottamaan leikkaantumattomana. Lähtöjännitteen käyrämuodot on esitetty kuvissa 25, 26 ja 27.



Kuva 25. Konvertterin lähtöjännite 1 W resistiivisellä kuormalla ja $120 \text{ V}_{\text{RMS}}$ jännitepyynnillä.



Kuva 26. konvertterin lähtöjännite 1 VA kuormalla ja 120 V_{RMS} jännitepyynnillä. $\cos \varphi = 0,8$.

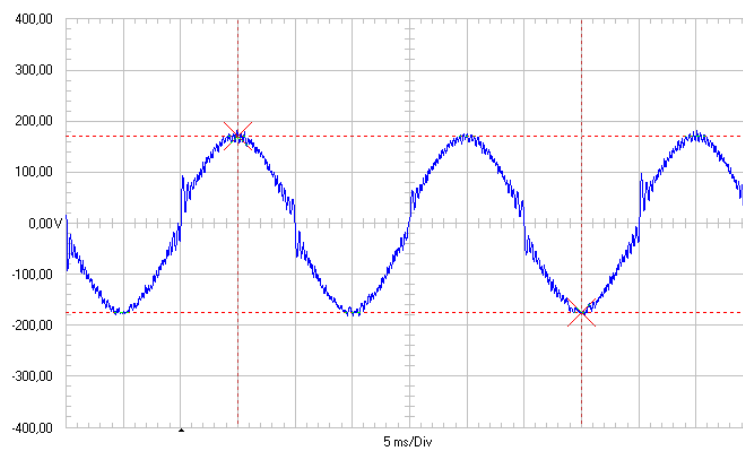


Kuva 27. konvertterin lähtöjännite 1 VA kuormalla ja 120 V_{RMS} jännitepyynnillä. $\cos \varphi = 0,3$.

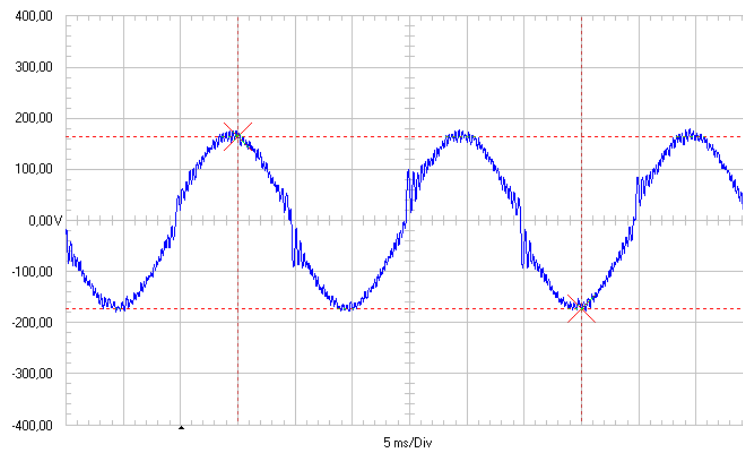
Konvertteri kykeni tuottamaan haluttua lähtöjännitettä hyvin. Tehoa konvertteri vaati vieläkin vajaat 100 W. Häviöt olivat täten vieläkin merkittävät, vaikkakin paljon bipolaariohjausta pienemmät. Ensiö- ja toisiokytkimet lämpenivät reilusti, mutta vapaakiertokytkin ei käytännössä lainkaan. Bipolaariohjaukseen verrattuna antojännite on reilusti siistimpää. Ainoastaan jännitteen nollakodan läheisyydessä esiintyy suurempaa säröä. Tämä johtuu siitä, että syklokonvertteri on nollakohdan läheisyydessä usean kytkentäsekvenssin ajan vapaakiertotilassa, jolloin suodin pääsee värähtelemään vapaasti omalla resonanssitaajuudellaan.

Koska kytkinten yli ei muodostunut merkittäviä jännitetransientteja (toisin kuten bipolaariohjauksen tapauksessa), uskallettiin konvertterin kuormittaa 50 VA teholla ja tehokertoimilla 1,

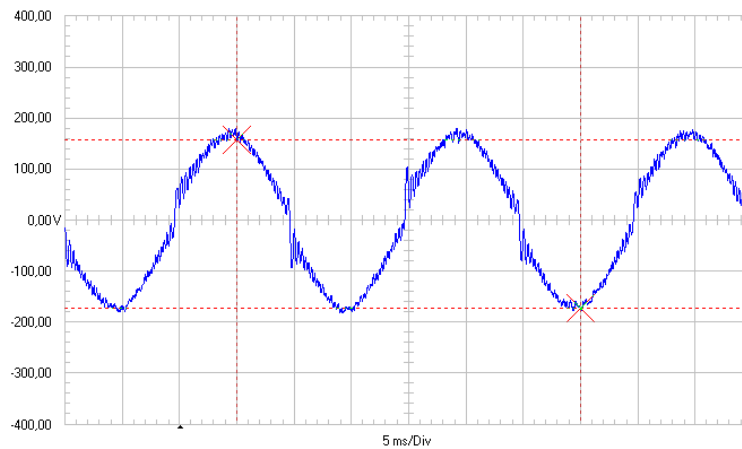
0.8 ja 0.3 (osittain induktiiviset kuormat). Nyt syöttöjännite piti olla jo 500 V, jotta lähtöjännite säilyi leikkaamattomana. Tästä voitiin päätellä, että konvertterin virransyöttökyky ei tällaisena ollut hyvä. Tehoa konvertteri otti jännitelähteeltä noin 200 W. Häviöt siis kasvoivat noin 50 W. Ylimenosäröä esiintyi hieman enemmän, mitä lähellä nollakuormaa. Muuten lähtöjännite käyttäytyi yhtä tasaisesti, mitä lähellä 1 VA kuormaa. Lähtöjännitteen kuvaajat on esitetty kuvissa 28, 29 ja 30.



Kuva 28. Konvertterin lähtöjännite 50 W resistiivisellä kuormalla ja 120 V_{RMS} jännitepyynnillä.



Kuva 29. konvertterin lähtöjännite 50 VA kuormalla ja 120 V_{RMS} jännitepyynnillä. $\cos \varphi = 0,8$.



Kuva 30. konvertterin lähtöjännite 50 VA kuormalla ja 120 V_{RMS} jännitepyynnillä. $\cos \varphi = 0,3$.

Konvertteri kykeni tuottamaan suhteellisen siistiä lähtöjännitettä myös 50 VA kuormiin. Hyötysuhde oli huono, mutta säätö toimi odotetusti ja edelleen pelkällä jännitemittauksella.

Seuraavaksi konvertterilla oli tarkoitus ajaa 200 VA kuormia. Tämä ei kuitenkaan onnistunut, koska kytkimen S1 hilaohjain rikkoontui kahteen kertaan. Varmaa syytä tähän ei saatu selville, mutta mitä ilmeisimmin tuhoutumisen syynä on ollut kapasitiivinen virta hilaohjaimen läpi. Tästä kieli myös se, että hilaohjaimista rikkoontui DC/DC-virtalähde. Kyseinen osa on hilaohjaimen galvaanisesti erotettujen puolien välillä eniten kapasitanssia sisältävä komponentti. Ilmeisesti toisiojännitteen suuri värähtely sai aikaan niin ison kapasitiivisen virran hilaohjaimen läpi, ettei DC/DC-virtalähde tätä kestänyt, vaan meni oikosulkuun.

Mittaukset unipolaariohjauksella jouduttiin valitettavasti keskeyttämään, koska hilaohjaimen rikkoontuminen esti laitteen jatkokäytön unipolaarisesti ohjattuna. Mittauksia unipolaariohjauksesta ei valitettavasti saatu täten enempää. Mikäli mittauksia olisi haluttu jatkaa, olisi täytyntä kehittää hilaohjain joka kestäisi paremmin kapasitiivista virtaa ja jolla olisi pienempi kapasitanssi toisistaan erotettujen puolien välillä. Tämä ei kuitenkaan ollut aikataulusyistä enää mahdollista, vaan konvertteri jouduttiin toteamaan toimimattomaksi kyseisillä komponenteilla.

4.6 Virransyöttökyky

Konvertteria pystyttiin kuitenkin vielä ajamaan bipolaariohjauksella, koska rikkoontunut hilaohjain pystyttiin yksinkertaisesti korvaamaan vapaavirtakytkimen ohjaimella, eikä hilaohjainten lisäksi hajonnut muita komponentteja.

Koska bipolaarikäyttö oli vielä mahdollista, haluttiin lopuksi selvittää laitteen virransyöttökyky. Edellisessä kappaleessa oli jo pantu merkille, että kuormituksen kasvaessa syöttöjännitettä täytyi kasvattaa reilusti jotta pyydetty jännite voitiin tuottaa. 1 VA tuottaminen 120 V_{RMS} jännitteellä vaati 330V syöttöjännitteen, mutta 50 VA tuottamiseksi syöttöjännite piti olla 500V. Tästä pystyttiin päättämään, ettei laitteen virransyöttökyky ole suuri.

Rajoittavaa kohtaa lähdettiin paikantamaan asettamalla kuormaksi 100 Ω ja jännitepyynnöksi 110 V tasajännite, jonka laite vielä kykeni 330 V syöttöjännitteellä tuottamaan. Tämän jälkeen kuormavastus laskettiin arvoon 30 Ω. Lähtöjännite tippui 65 V tasolle, eli 41 %. Muuntajan toisioille saakka jännite aleni noin 2 %, mikä on normaalia. Syklokonvertterin jälkeen oleva jännite putosi noin 10 %. Alenema selittyy kytkentöjen toteutumisesta osittain kovina. Ylivoimaisesti suurimmaksi ”pullonkaulaksi” osoittautui täten suodin.

Suodin mitoitettiin alun perin 100 kHz kytkentätaajuudelle olettamuksena, että syklokonvertterilta saatava jännite koostuisi lähinnä siniaallon puolijaksoista. Resonanssipiirin aiheuttamista satunnaisesta jännitteen vaihtelusta ja korkeista taajuuskomponenteista johtuen suodin oli kuitenkin hyvin epäideaalinen tähän käyttöön.

Kuparihäviöitä syntyy kyseisellä testillä vain 0,65 W olettaen, että virta on täysin tasaista. Näin ei tietenkään ole, joten kuparihäviöitä syntyy enemmän johtuen korkeiden taajuuskomponenttien aiheuttamista virranahto- ja läheisyysvaikutuksista. Rautahäviöitä syntyy myös reilusti, koska käytetyt kelasydämet olivat rautapulverisia. Tällöin korkeat taajuuskomponentit aiheuttavat reilusti pyörrevirtahäviöitä kelasydämissä. Kelat pitäisi mitoitaa siis moninkertaiselle taajuudelle. Suotimen epäideaalisuus oli havaittavissa myös suodinkelojen lämpenemisenä.

5 JOHTOPÄÄTÖKSET

Työssä muutettiin aiemmassa tutkimuksessa olleen laitteen topologia paremmin reaktiivista kuormaa sietäväksi. Laitteesta tehtiin simulointimalli, jolla pyrittiin selvittämään mahdolliset ongelmakohdat ja haasteet. Malli saatiin toimimaan hyvin kaikissa testatuissa tilanteissa ja sen perusteella konvertterin rakentamisen toimivaksi kokonaisuudeksi piti olla mahdollista.

Tutkimus kuitenkin osoitti, että todellisella prototyypillä saadut tulokset poikkesivat hyvin paljon simulointimallin toiminnasta. Simulointimallina hyvin toiminut laite osoittautuikin valitettavasti hyvin epätaloudelliseksi ja kykenemättömäksi tuottamaan haluttua jännitettä sekä tehoa.

Simulointimallissa pyrittiin ottamaan huomioon kaikki mahdolliset epäkohdat, mutta silti toiminta ei vastannut lähellekään todellista. Varsinkin todellisen resonanssikonvertterin hyvin epävakaa toiminta kuormituksen muutostiloissa ja sen aiheuttamat suurtaajuiset häiriöt olivat odottamattomia. Tämä myös sekoitti konvertterin muun toiminnan erittäin pahasti, eikä konvertterin hyötysuhde eikä virransyöttökyky ollut täten lähellekään toivottua. Laitteen kaikkien osien epäideaalisuudet olisi pitänyt tietää paremmin ja ottaa simulointimallissa täydellisemmin huomioon. Etenkin muuntajan toisioiden loiskapasitanssien huomiotta jättäminen oli iso virhe. Simulointimallia ei saatu myöskään toimimaan täysin todellisen laitteen mukaisesti. Täten resonanssikonvertterin epästabiiliuteen johtaneita syitä ei myöskään saatu tämän tarkemmin selville. Resonanssikonvertteri ei myöskään ollut työn varsinainen aihe, joten sen toimintaa käsiteltiin vain pintapuoleisesti tässä yhteydessä.

Syklokonvertteri saatiin toimimaan odotetulla tavalla. Muuntajan toisiojännitteestä saatiin poimittua halutusti 5 μ s pituisia jaksoja suotimelle. Toisiojännitteen satunnaisesta käytöksestä johtuen tapahtuivat kytkennät kuitenkin osittain kovina, mikä näkyi voimakkaina kytkentähäviöinä ja jännitteenalenemana. Syklokonvertterin ohjauksessa unipolaariohjaus toimi ylivoimaisesti parhaiten, kuten oli ollut odotettavissakin. Häviöitä syntyi vähemmän, lähtöjännite oli siistimpää ja toisiokytkinten yli ei esiintynyt niin pahoja jännitetransienteja. Unipolaariohjauksen vaatiman vapaakiertokytkimen toiminta osoittautui ongelmattomaksi ja vähähäviöiseksi.

Havaittiin myös, että myös toisiokytkinten yli oli oltava TVS suojat, jotta kytkimiä rikkovat jännitetransientit saatiin eliminoitua kaikissa mahdollisissa tilanteissa.

Muuntajan toisiojännitteissä esiintyi suurta värähtelyä, joka näkyi myös ensiövirrassa. Häiriötaajuus saatiin puolitettua käänimällä muuntaja uudestaan kokonaan litz-langasta. Tämä vähensi häiriön aiheuttamaa haittaa kasvattamalla syklokonvertterin jälkeisten jännitepulslien keskiarvoa. Häiriöstä oli kuitenkin vielä merkittävästi haittaa alipäästösuotimessa, jossa se aiheutti isot häviöt ja pienensi laitteen virransyöttökykyä.

5.1 Mahdollinen jatkotutkimus

Mikäli laitetta on tarkoitus tutkia jatkossa, on edellä mainitut ongelmat syytä selvittää ja ratkaista, jotta konvertteri olisi mahdollista saada toimimaan järkevästi.

Resonanssiipiiri on saatava toimimaan paljon vakaammin. Aina kun kuormituksessa ilmeni epäjatkuvuuskohta, hyppi resonanssiipiirin jännite mielivaltaisesti useita satoja voltteja. Tämä oli huomattava este laitteen toimivuudelle varsinkin bipolaariohjauksen tapauksessa, mutta unipolaariohjattunakin ongelma oli selvästi havaittavissa. Jännitteen hyppiminen vaikutti koko kokonaisuuden toimintaan erittäin epäedullisesti. Myös suurtaajuiset häiriöt pitäisi saada eliminoitua ja yrittää saada resonanssiipiirin lähtöjännite näyttämään siniaallolta muuntajan toisioissa. Resonanssiipiirin toiminta pitäisi mallintaa erittäin tarkasti ja kehittää tätä stabiilimpaan suuntaan. Seuraavassa simulointimallissa tulisi huomioida kaikki mahdolliset komponenttien ja piirilevyn parasiittiominaisuudet ja toleranssit sekä tarkastella näiden vaikutusta. Järkevin tie olisi yrittää saada simulointimalli toimimaan samalla tavalla epäedullisesti kuten työn kytkentä ja yrittää lähteä eliminoimaan ongelmakohtia tätä kautta. Myös muuntajan loiskapanssit tulee minimoida mahdollisimman tehokkaasti.

Syklokonvertterin säätönä kannattaisi mahdollisesti käyttää kohdassa 3.1.2 esitettyä tilakonetta. Tällöin toisiokytkennät perustuisivat virran mittaukseen ja virran luonnolliseen sammumiseen, kun virta yrittää vaihtaa suuntaansa diodin läpi. Tällöin kytkennät tapahtuisivat varmasti

pehmeinä. Nykyisessä prototyypissä kytkinten sytytykset tehtiin kohdissa, jolloin jännitteen oletettiin olevan lähellä nollaa. Epästabiilin toiminnan takia näistä kytkennöistä suuri osa tapahtui kovina ja aiheutti huomattavat kytkentähäviöt.

Koska muuntajalta saatava jännite oli hyvin mielivaltaista ja sekavaa, ei suodin toiminut oletetulla tavalla. Lähtöjännitteestä saatiin kyllä siniaaltoa muistuttavaa, mutta häviöt olivat suuret ja virransyöttökyky varsin olematon. Jos konverteri saadaan toimimaan siten, että suotimelle saadaan puhtaita 100 kHz siniaallon puolijaksoja, toimii suodin todennäköisesti hyvin. Jos tilanne on kuitenkin nykyistä vastaava, on suodin mitoitettava reilusti suuremmalle taajuudelle.

Konvertertia tulee myös kehittää siten, etteivät hilaohjaimet hajoa. Koska hajoaminen johtui ilmeisesti kapasitiivisesta virrasta hilaohjaimen läpi, ratkeaa ongelma todennäköisesti kun toisiojännitteestä saadaan siistimpää. Tällöin ei suuria kapasitiivisia virtoja pääse syntymään. Hilaohjainten galvaaniset erottimet tulee valita myös siten, että ne kestävät nopeita jännitteen muutoksia erotettavien puolien välillä, mikäli sellaisia on odotettavissa.

On hyvinkin mahdollista, ettei työssä käsitellyn topologian käyttö ole todellisuudessa järkevää. Resonanssikonverterin ja syklokonvertterin soveltaminen yhdessä osoittautui erittäin haasteelliseksi tehtäväksi. Tällaisen kokonaisuuden kehittäminen taloudelliseksi ja kustannustehokkaasti rakennettavaksi ovat erittäin vaikea haaste. Mahdollisia vaihtoehtoisia topologioita voisi olla syklokonvertterin korvaaminen tasajännitevälipiirillä ja pulssinleveyshakurilla tai resonanssikonvertterin korvaaminen kiinteää kanttiaaltoa tuottavalla hakurilla. Tällöin päädytään tilanteeseen, jossa joudutaan soveltamaan myös kovia kytkentöjä. Näistä taas aiheutuisi kytkentähäviöitä, mutta topologia olisi helpompi toteuttaa ja hallita. Lisäksi varsinkin jännitevälipiirillisestä topologiasta on olemassa jo valmiina reilu määrä tutkimustietoa.

LÄHDELUETTELO

- (Dahono 1995) Dahono, Pekik A., Purwadi, A., Qamaruzzaman. *An LC Filter Design Method for Single-phase PWM Inverters*. Power Electronics and Drive Systems, 1995, Proceedings of 1995 International Conference on 21 - 24 Feb. 1995. Vol. 2, s. 571 – 576.’
- (Epcos 2008) Epcos AG, Power line chokes, Series/Type: B82615. Tuotetiedote, Marraskuu 2008. Saatavissa: http://www.epcos.com/inf/30/db/ind_2008/b82615.pdf
- (Juntunen 2010) Juntunen, R., 2010. *Galvaanisen erotuksen toteuttaminen tasavirtajakelun asiakaspäätelaitteessa*. Diplomityö. LUT Energia. Lappeenrannan teknillinen yliopisto
- (Karttunen et al. 2009) Karttunen, J., Juntunen, R., Takala, J., Kampe, M., 2009. *Tasasähköjako- ja vaihtosuuntaaja galvaanisella erotuksella*. Kandidaatintyö. LUT Energia. Lappeenrannan teknillinen yliopisto
- (Kim 2000) Kim, J., Choi, J., Hong, H., 2000. *Output LC Filter Design of Voltage Source Inverter Considering the Performance of Controller*. Power System Technology, 2000. Proceedings. PowerCon 2000. International Conference on 4-7 Dec. 2000. Vol. 3, s. 1659 – 1664.
- (Liu 2008) Liu, Y., 2007. *High Efficiency Optimization of LLC Resonant Converter for Wide Load Range*. Master’s thesis. Virginia Polytechnic Institute and State University.

- (Nerg 2009) Nerg, J., 2009. *Sähkömagneettiset komponentit*, opintomateriaali, Lappeenrannan teknillinen yliopisto.
- (Pyrhönen 2005) Pyrhönen, J., Sähkökäytöt- kurssin luentomateriaali 2005. Sähkötekniikan osasto. Lappeenrannan teknillinen yliopisto.
- (Xianmin 2004) Xianmin, M., 2004. *High Frequency AC Pulse Density Modulation Theory and Its Application in Hybrid Electric Vehicle Drive System*. Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC 2004, The 4th International, Vol. 2

LIITE I SUOTIMEN MITOITUKSEN LASKUTOIMITUKSET

Määritetään modulaatioindeksi kaavalla (4)

$$M = \frac{325\text{V}}{363\text{V}} \approx 0,895$$

Asetetaan säröjännitteen rajaksi 5 % antojännitteestä, eli 11,5 V

Tämän jälkeen lasketaan suunnitteluparametri K kaavalla (5)

$$K = \sqrt{\frac{0,895^2 - \frac{15}{4}0,895^4 + \frac{64}{5\pi}0,895^5 - \frac{5}{4}0,895^6}{1440}} \approx 0,121$$

Nyt voidaan laskea kelan induktanssi 1 kW hakkurille, jonka lähtöjännite on 230 V, muunta-
jan toisiojännitteen maksimiarvo 570 V, lähtötaajuus 50 Hz, Kytöntaajuus 100 kHz, ja läh-
tövirta 4,35 A (Kaava 6).

$$L = \frac{230\text{V}}{4,35\text{A} \cdot 100000\text{Hz}} \sqrt{0,120 \frac{570\text{V}}{11,5\text{V}} \left(1 + 4\pi^2 \left[\frac{50\text{Hz}}{100000\text{Hz}} \right]^2 \right) 0,120 \frac{570\text{V}}{11,5\text{V}}} \approx 1,29\text{mH}$$

Kapasitanssi saadaan nyt yhtälöstä (7).

$$C = 0,120 \frac{570\text{V}}{0,00129\text{H} \cdot 100000\text{Hz}^2 \cdot 11,5\text{V}} \approx 462\text{nF}$$

Tarkistetaan vielä rajataajuus kaavalla (3).

$$f_t = \frac{1}{2\pi \sqrt{1,29 \cdot 10^{-3}\text{H} \cdot 4,61 \cdot 10^{-7}\text{F}}} \approx 6,53\text{kHz}$$

Huomataan, että rajataajuus on hieman haluttua suurempi. Laskemalla rajataajuutta ja mitoittamalla komponenttien arvot uudestaan saadaan suotimen arvoiksi lopulta:

$$L \approx 1,69 \text{ mH}$$

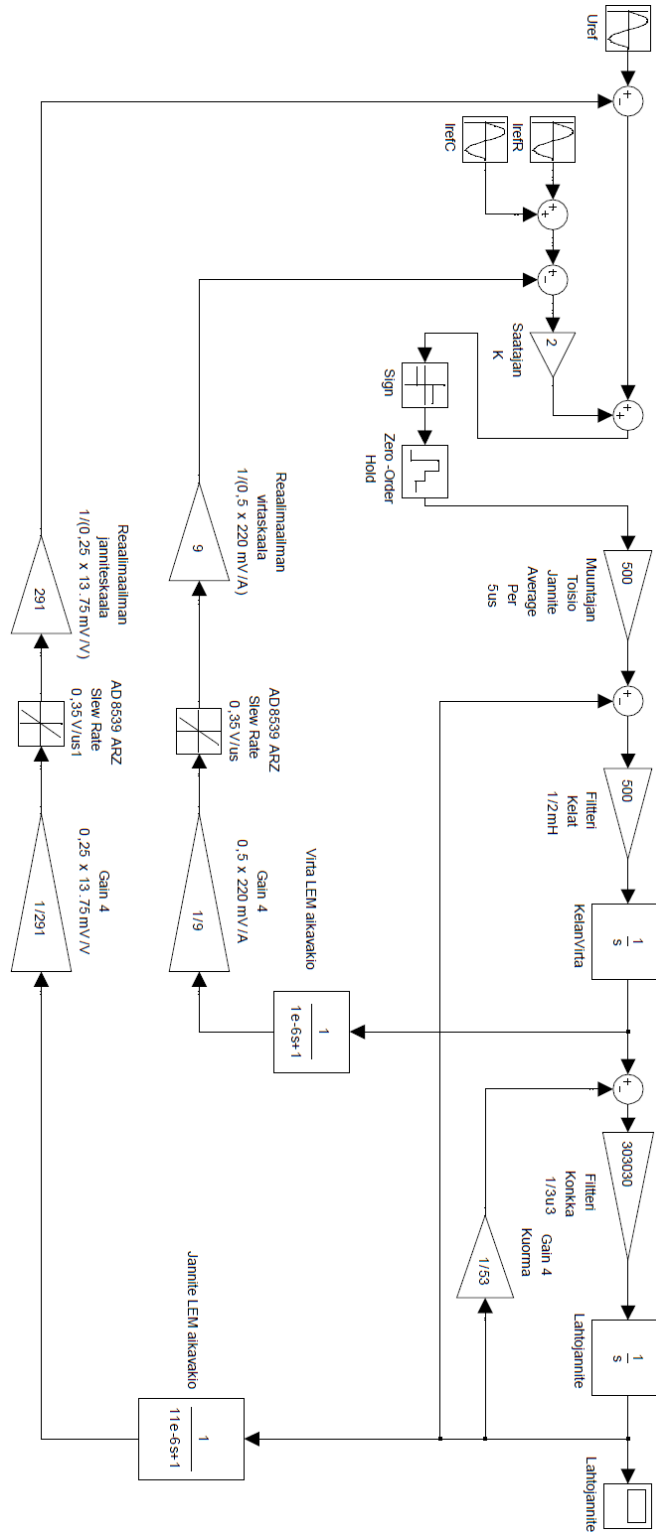
$$C \approx 603 \text{ nF}$$

$$K \approx 0,121$$

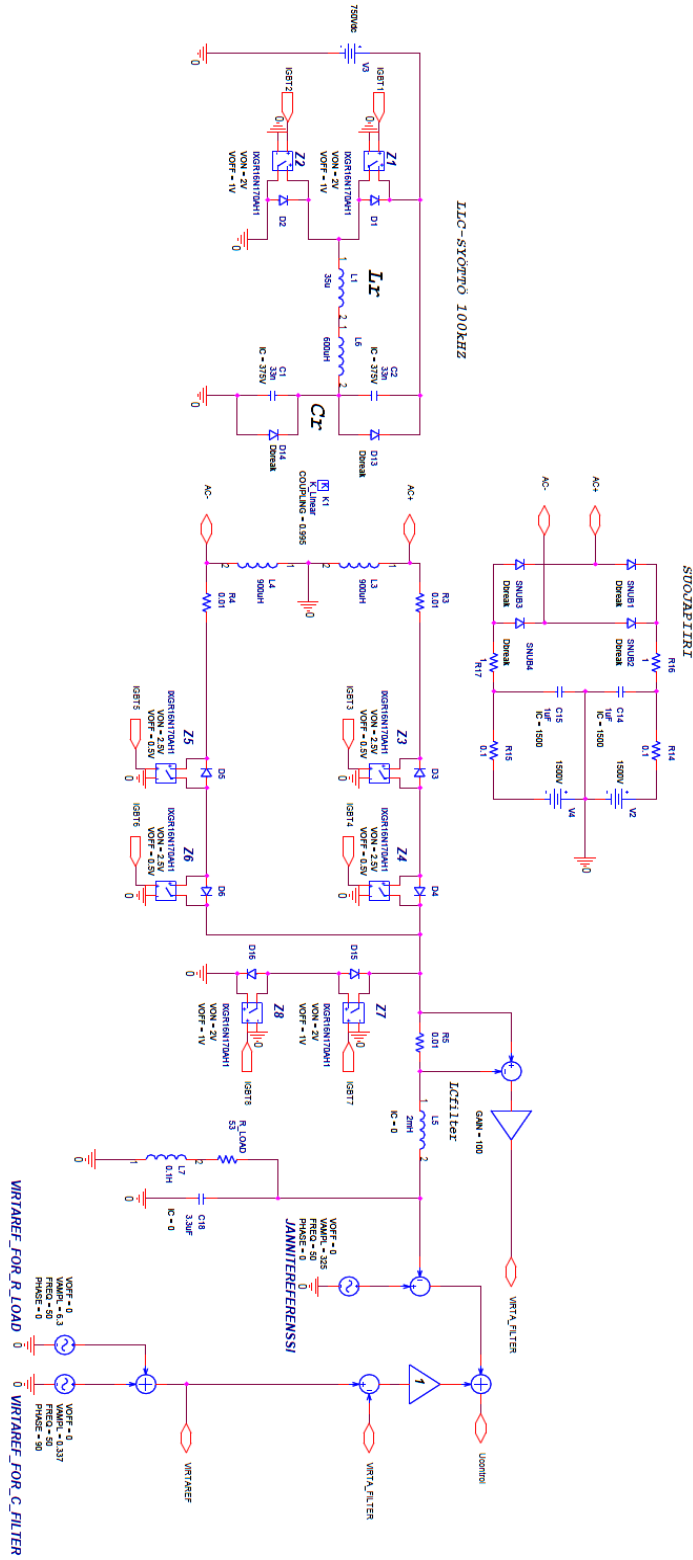
$$\hat{U}_{\text{RMS}} \approx 6,76 \text{ V}$$

kun f_r on 4,993 kHz.

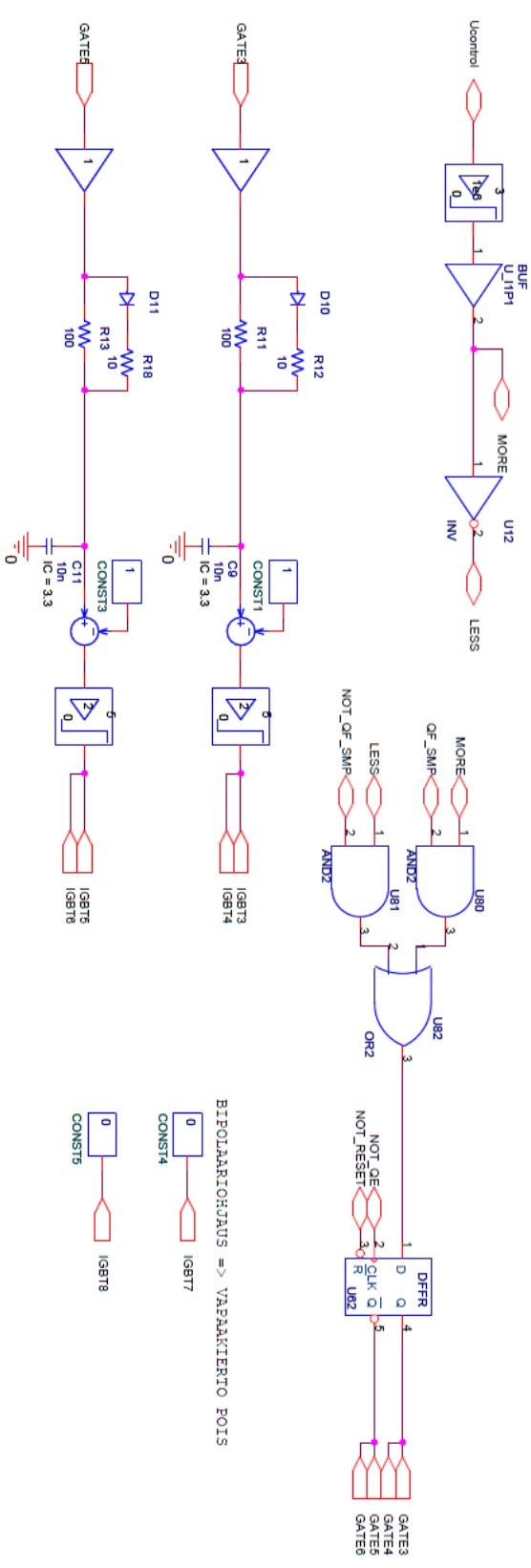
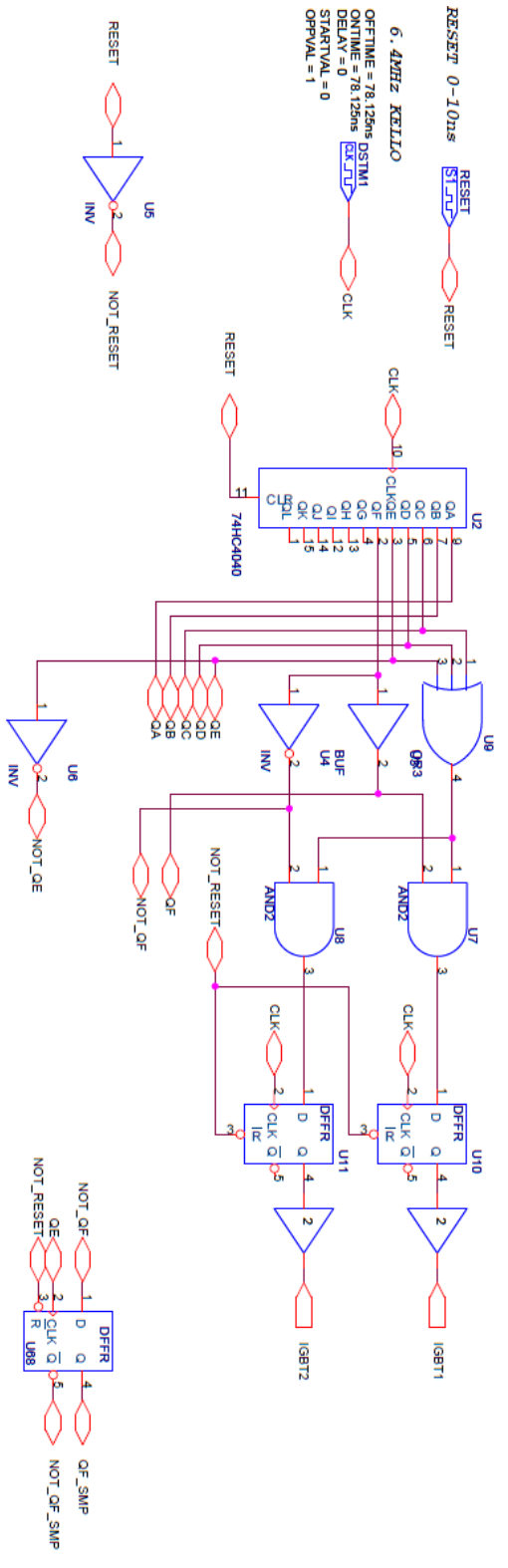
LIITE II LÄHTÖJÄNNITTEEN SÄÄDÖN LOHKOKAAVIOMALLI



LIITE III LAITTEEN SIMULOINTIMALLI



RESET 0-10ns
6. 4MHz KELLIO
 OFFTIME = 78.125ns DSTIM1
 DNTIME = 78.125ns
 STARTVAL = 0
 OFFVAL = 1



LIITE IV PROTOTYYPIN PÄÄPIIRIN KYTKENTÄKAAVIO

