

**LAPPEENRANNAN TEKNILLINEN YLIOPISTO**

LUT Energia

**DIPLOMITYÖ**

**GALVAANISEN EROTUKSEN TOTEUTTAMINEN TASAVIRTASÄHKÖN-  
JAKELUN ASIAKASPÄÄTELAITEESSA**

Työn tarkastajat:           Professorit Juha Pyrhönen ja Pertti Silventoinen

Työn ohjaajat:             Professorit Pertti Silventoinen ja Juha Pyrhönen

Lappeenrannassa 30.9.2010

Raimo Juntunen

# TIIVISTELMÄ

Lappeenrannan teknillinen yliopisto

LUT Energia - Sähkötekniikka

Raimo Juntunen

**Galvaanisen erotuksen toteuttaminen tasavirtasähkönjakelun asiakaspäätelaitteessa**

Diplomityö

2010

74 sivua, 28 kuvaa, 11 taulukkoa, 2 liitettä

Tarkastajat: Juha Pyrhönen, Pertti Silventoinen

Ohjaajat: Pertti Silventoinen, Juha Pyrhönen

Hakusanat: verkkovaihtosuuntaaja, pulssintiheysmodulaatio PDM, syklokonvertteri, galvaaninen erotus, resonanssikonvertteri, energiatehokkuus.

Suomessa sähkönjakeluverkon pääasialliset jännitetasot ovat 20 kV ja 400 V. 20 kV jännitetasolla sähkö viedään lähelle kuluttajia ja muunnetaan pienemmäksi lähellä asiakkaita. Haittapuolena on se, että 20 kV avojohtosähkönsiirtoverkko on hyvin vika-altis ja usein yhden haaran vikaantuessa monta muutakin jää ilman sähköä. Lisäksi hintavien ja suurien jakelumuuntajien määrä on suuri. Vaihtoehtona on toteuttaa osa sähkönjakelusta tasajännitteellä, jolloin tehollinen pienjännite olisi 400 V:a suurempi. Tällöin sähköä voitaisiin siirtää pidempiä matkoja ilman, että asiakaskohtaisia tai muutaman asiakkaan kattavia 20 kV siirtolinjoja tarvitsisi käyttää. Tämä edellyttää vaihtosuuntauksen toteuttamista kuluttajan päässä.

Tässä työssä esiteltävällä 1 kVA:n tehoisella vaihtosuuntaajalla muodostetaan tasasähköjakeluverkosta saatavasta 750 V tasasähköstä yksivaiheista ( $230 V_{RMS}$ , 50 Hz) verkkojännitettä. Laite on suunniteltu toteuttamaan galvaaninen erotus mahdollisimman hyvällä hyötysuhteella.

Suurtaajuusmuuntajan mitoitus mahdollisimman hyvälle hyötysuhteelle on haastava tehtävä, koska vaatimuksia sille asettavat sekä syöttävä resonanssikonvertteri että syötettävä syklokonvertteri. Mitoituksessa on pyrittävä löytämään mahdollisimman hyvä hyötysuhde kustannusten ja toteutettavuuden suhteen.

## **ABSTRACT**

Lappeenranta University of technology

LUT Energy - Department of Electrical Engineering

Raimo Juntunen

**Realisation of the galvanic isolation in customer-end DC to AC inverters for the LVDC distribution**

Master's thesis

2010

Inspectors: Juha Pyrhönen, Pertti Silventoinen

Advisors: Pertti Silventoinen, Juha Pyrhönen

74 pages, 28 pictures, 11 tables, 2 appendices

Keywords: mains inverter, pulse density modulation PDM, galvanic separation, resonance converter, magnetic integration, energy efficiency.

The electric distribution network in Finland has normally voltage levels of 20 kV and 400 V. The electric power is transferred near the customers with the higher voltage and then transformed down to the lower voltage. The problem in this case is that the 20 kV power network consisting of overhead lines malfunctions very easily. If one branch is malfunctioning could this mean that many other branches are left without electricity. Also the amount of large and expensive distribution transformers is great. An alternative for this could be DC distribution, where the RMS value of the low voltage would be bigger than 400 V. In this case electrical power could be transferred for longer distances without the need of 20 kV lines for one or a few customers. This demands that the power inversion must be executed at the consumer end.

The converter presented in this work is designed to convert a power of 1 kVA from 750 V<sub>DC</sub> to mains voltage (230 V<sub>RMS</sub>, 50 Hz). The device is optimized to have a good efficiency and to separate the output galvanically from the input. Designing the high frequency transformer is a difficult task because both the resonant converter attached to the primary side and the cycloconverter on the secondary side lay demands to the transformer. It is most necessary to find an optimal design between the efficiency of the transformer and costs and processibility.

## **ALKUSANAT**

Tämä diplomityö on tehty Lappeenrannan Teknillisen yliopiston sähkötekniikan osastolla vuonna 2006 käynnistyneeseen TEKES-hankkeeseen ”Tehoelektroniikan soveltamismahdollisuudet pienjännitejakelussa”. Haluan kiittää työn tarkastajia, professoreita Juha Pyrhönen ja Pertti Silventoinen, erittäin mielenkiintoisesta aiheesta. Erityiskiitokset kuuluvat myös TkT Janne Nergille sekä TkL Kimmo Tolsalle, ensimmäinen auttoi suuresti muuntajaa koskevissa ongelmatilanteissa ja jälkimmäinen vaikutti suuresti koko laitteen prototyypin valmistumiseen. Lisäksi kiitos kuuluu Elektroniikan suunnittelukeskuksen henkilökunnalle ongelmatilanteissa saadusta avusta.

Lisäksi haluan kiittää kaikkia työ- ja opiskelijatovereitani, jotka jaksoivat repiä huumoria protoilustamme sekä mahdollisuuksien valossa auttaa ongelmatilanteissa...

Lappeenrannassa 30.9.2010

**Raimo Juntunen**

## SISÄLLYSLUETTELO

<b>KÄYTETYT MERKINNÄT .....</b>	<b>3</b>
<b>ALAINDEKSIT .....</b>	<b>4</b>
<b>LYHENTEET .....</b>	<b>5</b>
<b>1 JOHDANTO .....</b>	<b>6</b>
<b>1.1 Tasasähköjakeluverkon rakenne .....</b>	<b>6</b>
<b>1.2 Työn tavoite ja rajaus .....</b>	<b>8</b>
<b>2 VAATIMUSMÄÄRITTELY .....</b>	<b>9</b>
<b>2.1 Toiminnallisuuskriteerit .....</b>	<b>9</b>
<b>2.2 Standardit ja niiden asettamat rajoitukset .....</b>	<b>10</b>
2.2.1 Jännitteen ja virran laatu .....	10
<b>3 ASIAKASPÄÄTELAITE .....</b>	<b>12</b>
<b>3.1 Resonanssikonvertteri .....</b>	<b>12</b>
3.1.1 LLC-resonanssikonvertteri .....	12
3.1.2 Toiminta .....	13
<b>3.2 ZVS-kytkentätavat .....</b>	<b>15</b>
<b>3.3 AC-AC muunnos .....</b>	<b>17</b>
3.3.1 Pulssintiheysmodulaatio .....	17
3.3.2 Modulointi-indeksin vaikutus pulssintiheysmodulaation harmonisisältöön .....	21
3.3.3 Taajuuden vaikutus pulssintiheysmodulaation harmonisisältöön .....	22
3.3.4 Syklokonvertteri .....	26
<b>3.4 LC-suodin .....</b>	<b>28</b>
3.4.1 Suotimen mitoitus .....	29
<b>3.5 Muuntaja .....</b>	<b>30</b>
3.5.1 Muuntajamitoituksen keskeiset päämäärät .....	30

3.5.2 Galvaaninen erotus ja sen tuomat hyödyt.....	31
3.5.3 Häviöiden laskenta ja optimointi.....	32
<b>4 SUURTAAJUUSMUUNTAJA .....</b>	<b>38</b>
<b>4.1 Muuntajan spesifikaatiot .....</b>	<b>38</b>
<b>4.2 Ensimmäinen mitoitus.....</b>	<b>39</b>
4.2.1 Muuntajasydän .....	40
4.2.2 Vuontiheys sydämessä ja sydämen koko .....	42
4.2.3 Käämikierrosmäärät ja johtimien koot.....	43
4.2.4 Häviöiden ja hyötysuhteen laskenta sekä induktanssin arvon tarkistus .....	45
<b>4.3 Korjattu mitoitus .....</b>	<b>49</b>
4.3.1 Sydän, käämikierrokset ja virrantiheys .....	49
4.3.2 Häviöt ja hyötysuhde.....	52
<b>4.4 Toiminta.....</b>	<b>54</b>
<b>4.5 Asetettujen vaatimusten täyttäminen.....</b>	<b>55</b>
4.5.1 Kustannukset .....	59
4.5.2 Hyötysuhdemittaus .....	60
<b>5 MAHDOLLISUUDET MUUNTAJAN HYÖTYSUHTTEEN NOSTOON .....</b>	<b>61</b>
<b>5.1 Amorfinen ja nanokiteinen sydänmateriaali.....</b>	<b>62</b>
<b>6 JATKOTUTKIMUSTARVE.....</b>	<b>66</b>
<b>7 JOHTOPÄÄTÖKSET JA YHTEENVETO.....</b>	<b>67</b>
<b>LÄHDELUETTELO .....</b>	<b>71</b>

LIITE I MUUNTAJAN MITOITUKSEN LASKUTOIMITUKSIA

LIITE II LASKUTOIMITUKSIA

## KÄYTETYT MERKINNÄT

$A$	pinta-ala
$B$	magneettivuon tiheys
$C$	kapasitanssi
$C$	kondensaattori
$D$	kytkentäkerroin
$e$	virhe
$f$	taajuus
$H$	magneetikentän voimakkuus
$I, i$	virta
$J$	virrantiheys
$K$	aaltomuotokerroin, vahvistus
$L$	induktanssi
$L$	kela, kuristin, käämi
$m$	modulointi-indeksi
$n$	muuntosuhde
$P$	pätöteho
$Q$	loisteho, laatuarvo
$R, r$	resistanssi, reluktanssi
$R$	vastuskomponentti
$S$	näennäisteho
$T$	jaksonaika
$T$	transistori, kytkin
$t$	aika
$U, u$	jännite
$V$	tilavuus
$X$	reaktanssi
$Z$	impedanssi
$\mu$	permeabiliteetti
$\varphi$	teho-, vaihekulma
$\Phi$	magneettivuo
$\phi$	vaihekulma

$\omega$  kulmataajuus

## ALAINDEKSIT

0 tyhjäkäynti, tyhjiön

1 ensiön

2 toision

3 toision

c magneettisydämen, (core)

CE, ce Collector-Emitter, kollektorin ja emitterin välinen arvo

e efektiivinen

HF High-Frequency, viittaa muuntajalta saatavaan suuritaajuiseen vaihtojännitteeseen

in tulon suure

iss viittaa MOSFET:n tulokapasitanssiin

LF Low-Frequency, viittaa syntetisoituun lähtöjännitteeseen

m maksimi, magnetointi, magneettinen

n (induktanssi)suhde

o optimaalinen, lähtö (output)

oes viittaa IGBT:n lähtökapasitanssiin

ON johtavuustila

oss viittaa MOSFET:n lähtökapasitanssiin

out lähdön suure

p ensiö, (primary)

r suhteellinen

rms tehollisarvo, (root-mean-square)

rss viittaa MOSFET:n millerkapasitanssiin

S kytkentä

s toisio, (secondary)

w käämitys

zvs nollajännite

$\sigma$  haja



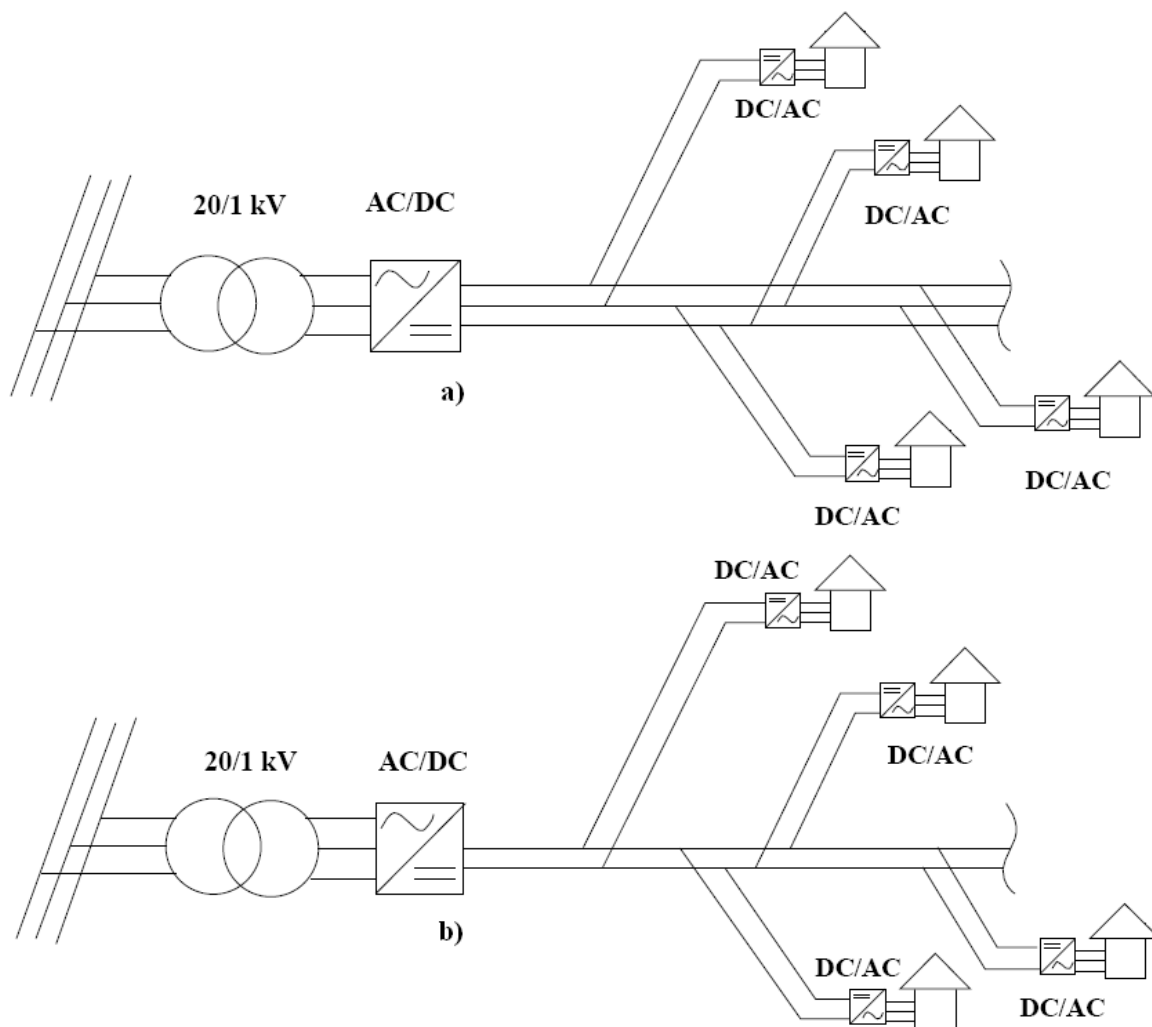
**LYHENTEET**

AC-PDM	<i>Area-Comparison Pulse Density Modulation</i> , Pinta-alojen vertailuun perustuva pulssitiheysmodulaatio
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
HFAC	<i>High-Frequency Alternative Current</i> , viittaa muuntajalta saatavaan suuritaajuiseen vaihtojännitteeseen
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IT	<i>Insulated</i> .....
LLC	Kahdesta impedanssista ja yhdestä kapasitanssista muodostuva resonanssitopologia
MLT	keskimääräinen käämikierroksen pituus ( <i>Mean Length per Turn</i> )
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PDM	pulssitiheysmodulaatio ( <i>Pulse Density Modulation</i> )
PWM	pulssinleveysmodulaatio ( <i>Pulse-Width Modulation</i> )
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> , kokonaisharmoninen särö
ZVS	kytkentä nollajännitteellä ( <i>Zero Voltage Switching</i> )
ZCS	kytkentä nollavirralla ( <i>Zero Current Switching</i> )

## 1 JOHDANTO

### 1.1 Tasasähkönjakeluverkon rakenne

Tasasähkönjakeluverkon toteuttamiseen on käytettävissä kaksi eri tekniikka: unipolaarinen ja bipolaarinen. Nämä eroavat toisistaan jännitetasojen osalta. Unipolaarisessa järjestelmässä nollopotentiaalin lisäksi käytetään vain yhtä jännitetasoa. Bipolaarisessa toteutuksessa on valittavana myös negatiivinen jännitetaso. Molemmilla tapauksilla verkko voidaan toteuttaa maasta erotettuna IT-verkkona. Molemmat järjestelmät on esitetty kuvassa 1.



Kuva 1. Tasasähkönjakeluverkko a) Bipolaarisella toteutuksella ja b) unipolaarisella toteutuksella. (Salonen 2006)

Kuvan 1 verkkototeutuksista nähdään, että unipolaarisessa toteutuksessa asiakasliitännät on toteutettava kaikkialla samalla tavalla. Bipolaariyhteyden asiakasliitännän kytkentä voidaan toteuttaa neljällä eri tavalla. Kaksijohtimisena kytkentänä voidaan toteuttaa kytkennät: Positiivisen jännitteen ja maan välille, negatiivisen jännitteen ja maan välille sekä positiivisen ja negatiivisen jännitteiden välille. Kolmijohtimisena kytkeminen voidaan toteuttaa käyttämällä kaikkia kolmea jännitetasoa.

Kummassakin toteutuksessa käytettävänä jännitetasona on pienjännitedirektiivin 73/23/EEC mukainen mahdollisimman suuri jännite. Bipolaarisen järjestelmän suurin sallittu jakelujärjestelmän käyttöjännite voi maksimissaan olla  $\pm 750 V_{DC}$  ja unipolaariselle vastaava on  $1500 V_{DC}$ . (Salonen 2006)

Tasasähkön käyttäminen sähkönsiirrossa mahdollistaa tehon kasvattamisen saman paksuisella kaapelilla vaihtosähköön verrattaessa. Vaihtoehtoisesti tehon pysyessä samana voidaan sähköä siirtää pitempiä matkoja. Syynä tähän on, että erikseen tasa- ja vaihtosähkölle määritellyt pienjännitedirektiivit. Määrittely koskee erityisesti huippuarvon suuruutta. Tasasähkön huippuarvo vastaa sen tehollisarvoa, jolloin syöttöjännitteenä voidaan tasasähköverkossa käyttää korkeampaa arvoa. Myös häviöt siirtojohdolla ovat pienemmät johtuen siitä, että jatkuvuustilassa induktanssin vaikutusta ei esiinny eikä myöskään virranahto nosta johtimen resistanssia. (Salonen 2006)

Muita tasasähkönsiirrolla saavutettavia etuja ovat esimerkiksi se, että tasasähköyhteys ei rakenteensa takia siirrä oikosulkuvirtoja, jolloin verkon suojaus helpottuu. Bipolaariyhteyttä on mahdollista käyttää vikatilanteissa itsenäisesti vain puolella teholla, riippumatta tasasähkölinkin toisen jännitetason tehosta. Lisäksi hajautetulla tuotannolla on hyvä liitettävyyden pienjänniteverkkoon ja etenkin tasajänniteportaaseen. (Salonen 2006) Tarkemmin tasasähköjakeluverkkoa, sen hyötyjä ja haittoja sekä toteutustapaa käsitellään viitteessä (Salonen 2006).

## **1.2 Työn tavoite ja rajaus**

DC-jakelua toteutettaessa hyötysuhteelle asetetaan erittäin korkeat vaatimukset. Tehoelektronisten laitteiden hyötysuhteet jäävät usein alle perinteisten jakelumuuntajien hyötysuhteiden, minkä vuoksi on erittäin tärkeää etsiä mahdollisimman hyvällä hyötysuhteella toimiva päätelaitetopologia ja komponentit. Työssä suunnitellaan tasasähkönjakelun järjestelmään suurtaajuusmuuntaja, jonka toiminta todennetaan mittauksin. Suurtaajuusmuuntajalla toteutetaan galvaaninen erotus asiakaspäätelaitteeseen. Suurtaajuusmuuntajan hyötysuhteen tulee olla mahdollisimman hyvä, jotta se vaikuttaa vähän muun laitteen hyötysuhteeseen. Lisäksi työssä tarkastellaan eri vaihtoehtoja muuntajan hyötysuhteen nostamiseen.

## 2 VAATIMUSMÄÄRITTELY

Konvertterin toiminnalle asettaa kriteerejä voimassa olevien standardien ja määräysten lisäksi myös sen halutut ominaisuudet. Näitä voivat olla halutun korkea hyötysuhde tai esimerkiksi riittävän alhaiset kustannukset. Tässä luvussa käydään läpi ja tarkastellaan järjestelmälle asetettavia vaatimuksia.

### 2.1 Toiminnallisuuskriteerit

Vähimmäisvaatimuksena tasasähköjärjestelmien ja niiden laitteiden, joita siinä käytetään, on täytettävä ainakin seuraavat toiminnallisuuskriteerit:

- Laite täyttää sähköturvallisuuden vaatimukset
- Käyttötarkoituksen mukainen toiminta
- Riittävä tehonsiirtokyky
- Riittävän korkea hyötysuhde.

Tälle konvertterille käyttötarkoitus on toimia asiakaspäätelaitteena tasasähköjakelussa. Eli toisin sanoen laitteen tulee muuttaa siihen syötettävä tasasähkö ( $U_{DC} = 750 \text{ V}$ ) normaaliksi yksivaiheiseksi verkkosähköksi ( $U_{rms} = 230 \text{ V}$ ,  $f = 50 \text{ Hz}$ ). Teholuokaltaan laitteen tulee olla 1 kVA, jolloin päästään pieneen fyysiseen kokoon sekä alhaisiin yksikkökustannuksiin. Jotta DC-jakelu olisi energiatehokkuuden kannalta kilpailukykyinen, on hyötysuhteen oltava vähintään 95 %, mieluiten enemmän.

Edellä esitettyjen kriteerien lisäksi voidaan järjestelmälle asettaa vaatimuksia liittyen esimerkiksi kustannuksiin, käyttöikään ja elinkaarikustannuksiin sekä tiedonsiirto- ja mittaustoimintaan.

Kyseiselle laitteelle voidaan asettaa muun muassa modulaarisuusvaatimus, mikä tarkoittaa, että yksittäisiä pieniä laitteita on kyettävä kytkemään rinnan kuormituksen kasvun mukaan. Tämä siitä syystä, että 1 kVA teho ei lopulta ole riittävä yhdelle talolle muulloin kuin talon ollessa tyhjiällä. Esimerkiksi tilanteessa, jossa asiakas kytkee sähkökiukaan päälle ja tarvitsee ylimääräiset neljä kilowattia tehoa, kytkeytyisi neljä yhden kilowatin laitetta normaalin sähkönsyötön rinnalle siksi ajaksi, kun ylimääräistä tehoa tarvitaan.

## 2.2 Standardit ja niiden asettamat rajoitukset

Konvertterin suunnittelussa on noudatettava järjestelmää ja sen komponentteja koskevia standardeja. Tämä pätee myös tuotannossa, asentamisessa sekä käytössä mutta tässä työssä tarkastellaan vain suunnitteluun liittyviä standardeja ja niiden rajoituksia. (Partanen et al. 2008)

Näitä standardeja ovat muun muassa IEC 61000-sarja sekä IEC 60664-1 standardi. Lisäksi kotimaisten organisaatioiden standardeista mainittakoon SFS 50160 ja SFS 6000 sarjat. Lisäksi on otettava huomioon pienjännitekaapeleita koskevat sekä tehoelektronikan laitestandardit. (Partanen et al. 2008)

### 2.2.1 Jännitteen ja virran laatu

Vaihtojännite asiakkaan liityntäpisteessä saa vaihdella  $\pm 10 \%$  nimellijännitteestä. (SFS 50160).

RMS-arvoilla ilmaistuna tämä tarkoittaa raja-arvoja

$$\begin{aligned} U_{n-10\%} &= 207 \text{ V} \\ U_{n+10\%} &= 253 \text{ V} \end{aligned} \quad (2.1)$$

Standardi (SFS 50160) määrittää tilanteet, joissa edellä mainittua vaihteluväliä ei sovelleta: *"Tilanteet, jotka johtuvat vikatapauksista tai jännitekatkoista, ja jotka eivät ole osapuolten kohtuudella hallittavissa, ovat poissuljettuja."*

Normaaleissa käyttöolosuhteissa 10 s ajalta mitattu perustaajuuden keskiarvo saa SFS-EN 50160 standardin mukaan vaihdella enintään  $50 \text{ Hz} \pm 1 \%$  99,5 % vuodesta. Koko vuotta tarkasteltaessa vaihteluiden tulee mahtua  $+ 4 \%$  ja  $- 6 \%$  sisään. Käytännössä kannattaa kuitenkin pyrkiä pysymään kantaverkon vaihteluväleissä eli  $50 \text{ Hz} \pm 0,2 \%$ .

Raja-arvoina ilmaistuna vaihteluväli konvertterin tuottaman jännitteen taajuudelle saa olla:

$$\begin{aligned} f_{n-0.2\%} &= 49,9 \text{ Hz} \\ f_{n+0.2\%} &= 50,1 \text{ Hz} \end{aligned} \quad (2.2)$$

Jännitteen ja virran THD:n raja-arvoksi tulee asettaa 5 % nimellisarvosta.

$$\begin{aligned} \Delta U_{5\%} &= 11,5 \text{ V} \\ \Delta I_{5\%} &= 0,217 \text{ A} \end{aligned} \quad (2.3)$$

### 3 ASIAKASPÄÄTELAITE

Tässä luvussa kuvaillaan lyhyesti asiakaspäätelaitteen rakenne ja toimintaperiaatteet. Suunnitteluvaiheessa konvertteri on jaettu neljään eri kokonaisuuteen, jotka ovat: Resonanssikonvertteri, muuntaja, AC-PDM syklokonvertteri ja suodin.

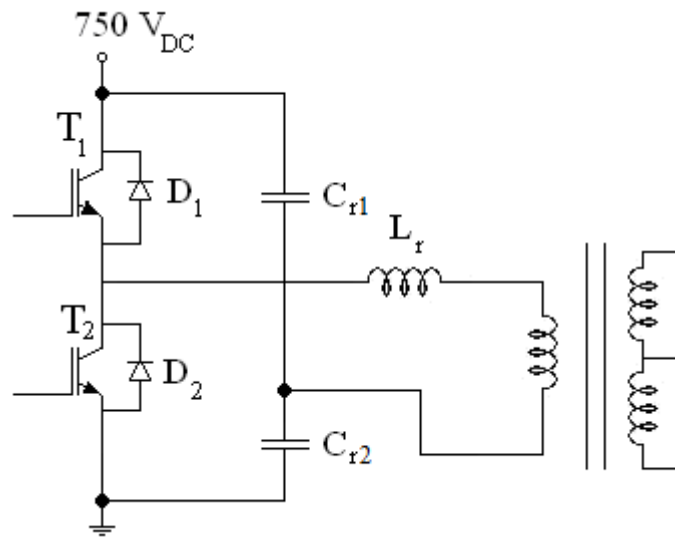
#### 3.1 Resonanssikonvertteri

Asiakkaan päätelaitetta syöttävän tasasähköverkon  $\pm 750 V_{DC}$  muutetaan suurtaajuiseksi vaihtosähköksi käyttämällä LLC-resonanssikonvertteria. Käytännössä kyseessä on tavallinen puolisolainvertteri, jossa lähtöön on kytketty resonanssiipiiri. Näin pyritään luomaan kytkentähetkelle nollajännite kytkimen yli (ZVS, *Zero Voltage Switching*). Tällä tavalla kytkentähäviöt saadaan mahdollisimman pieniksi (virtuaalisesti nolleen), jolloin voidaan käyttää tavallisiin inverttereihin verrattuna reilusti korkeampaa taajuutta. Tälle ratkaisulle perusteena voidaan pitää pyrkimystä mahdollisimman korkeaan hyötysuhteeseen ja pieneen kokoon. Mitä suurempi muuntajassa käytettävä taajuus sitä pienemmät sen fyysiset mitat ovat.

##### 3.1.1 LLC-resonanssikonvertteri

LLC-resonanssiipiirin topologia on yhdistelmä sarja- ja rinnakkaisresonanssiipiireistä. SRC-*piirin (Series Resonance Circuit)* kondensaattorin  $C_r$  ja kelan  $L_r$  sarjaankytkennän rinnalla on muuntajan magnetointi-induktanssi  $L_m$ . Resonanssikonvertterin kytkentäkaavio on esitetty kuvassa 2. Kuvan konvertterin resonanssikondensaattori on jaettu kahteen osaan, jotta kondensaattorin yli oleva jännite saadaan puolitettyä





Kuva 2. LLC-resonanssikonvertteri kytkettynä kaksitoisioiseen muuntajaan (Bo Yang 2004).

### 3.1.2 Toiminta

LLC-resonanssikonvertterilla on kaksi eri resonanssitaajuutta. Viitteen (Bo 2004) mukaan nämä taajuudet saadaan yhtälöistä

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (3.1)$$

ja

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}}. \quad (3.2)$$

Korkeamman taajuuden  $f_{r1}$  määrittävät pelkästään resonanssikomponentit  $L_r$  ja  $C_r$ . Matalampaan taajuuteen  $f_{r2}$  vaikuttaa myös muuntajan magnetointi-induktanssi  $L_m$ . Muita piirin toiminnan kannalta tärkeitä parametreja ovat laatukerroin  $Q$  ja induktanssisuhde  $L_n$ . (Ya 2007)

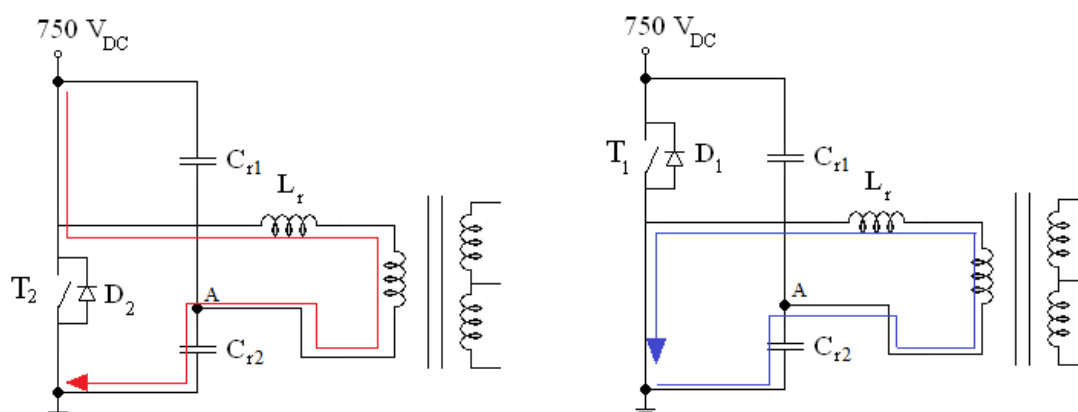
$$Q = \frac{\sqrt{L_r}}{n^2 r_{ac}} \sqrt{C_r}, \quad (3.3)$$

missä  $L_r$  on resonanssi-induktanssi,  $C_r$  resonanssikapasitanssi,  $n$  muuntajan muuntosuhde ja  $r_{ac}$  on kuorma.

$$L_n = \frac{L_m}{L_r}, \quad (3.4)$$

missä,  $L_m$  on magnetointi-induktanssi.

Kuvassa 3 on esitetty virtojen kulku resonanssikonvertterissa normaalitoiminnassa.

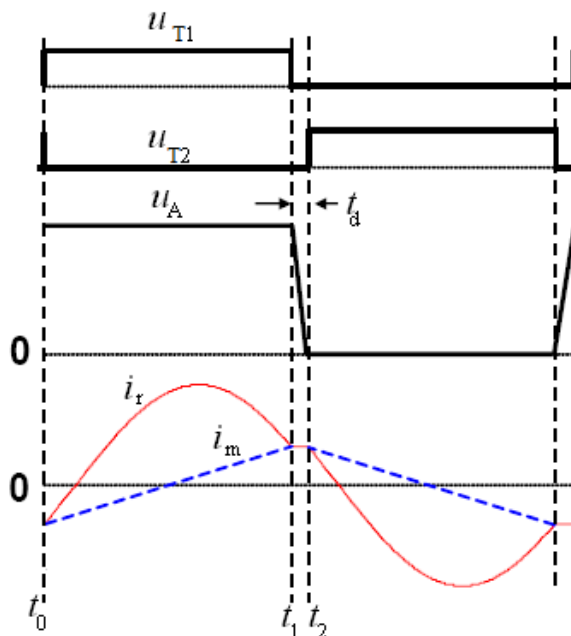


Kuva 3. Virtojen kulku resonanssikonvertterissa. Punainen virta kuvaa tapausta, jolloin transistori  $T_1$  johtaa ja sininen, kun  $T_2$  johtaa.

Kuvan 3 kondensaattorien välisen pisteen A potentiaali on likimain 0 V. Kun transistori  $T_1$  sytytetään, alkaa virta kulkea resonanssikelan  $L_r$  ja muuntajan kautta. Kondensaattori  $C_{r2}$  latautuu jolloin pisteen A jännite nousee samaan arvoon syöttävän DC-verkon kanssa. Kun transistori  $T_1$  sammutetaan resonanssikelaan ja muuntajaan varastoitunut energia purkautuu diodin  $D_2$  kautta. Kun transistori  $T_2$  sytytetään, virran suunta kääntyy kondensaattorin  $C_{r2}$  purkautuessa. Tällöin pisteen A jännite laskee, jolloin kondensaattori  $C_{r1}$  latautuu. Kun  $T_2$  sammutetaan, virta kulkee hetken diodin  $D_1$  läpi.

### 3.2 ZVS-kytkentätavat

Kuvassa 4 on esitetty LLC-resonanssikonvertterin toimintaperiaate, kun kytketään resonanssitaajuudella.

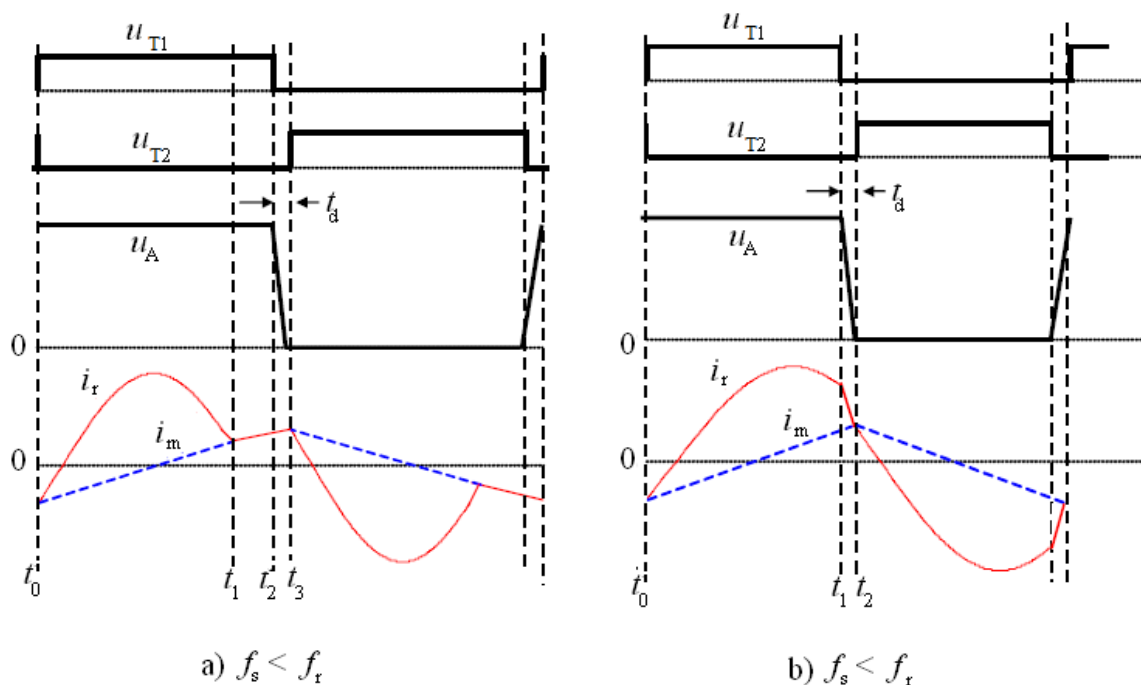


Kuva 4. LLC-resonanssikonvertterin kytkinten ohjausjännitteet  $u_{T1}$  ja  $u_{T2}$ , keskipisteen jännite  $u_A$  sekä resonanssitakin virta  $i_r$  ja magnetointivirta  $i_m$ . (Ya 2007)

Ajanhetkellä  $t_0$  transistori  $T_1$  asetetaan johtavaan tilaan ja  $T_2$  ei johtavaan tilaan. Tällöin sekä resonanssikuristimen virta  $i_r$  että magnetointivirta  $i_m$  ovat molemmat negatiivisia. Virta  $i_r$  kulkee transistorin  $T_1$  diodin läpi luoden tälle ZVS-olosuhteet, jolloin transistori voidaan asettaa johtamaan käytännössä ilman häviöitä. Samalla magnetointi-induktanssiin ladataan energiaa. Tällöin magnetointivirta nousee lineaarisesti. (Bo 2002, Ya 2007)

Kun resonanssikuristimen virta  $i_r$  saavuttaa magnetointivirran  $i_m$  ( $t = t_1$ ), sammutetaan  $T_1$ . Aikavälillä  $t_1 - t_2$  magnetointivirta purkaa resonanssikondensaattorin  $C_{r2}$  jännitteen, jolloin virta kulkee transistorin  $T_2$  diodin läpi. Ajanhetkellä  $t_2$  transistori  $T_2$  sytytetään, jolloin molemmat virrat alkavat laskea. Kun virrat vaihtavat merkkiä, transistori  $T_2$  on jo sytytetty. Tällöin virta alkaa kulkea transistorin  $T_2$  läpi. Negatiiviselle puolijaksolle ilmiö on samanlainen, mutta transistorien johtamisvuorot ja virtojen merkit vaihtuvat. (Bo 2002, Ya 2007)

Kuvissa 5a ja b on esitetty resonanssikonvertterin toimintaperiaate, kun kytketään resonanssitaajuuden ala- tai yläpuolella.



Kuva 5. a) LLC-resonanssikonvertterin kytkinten ohjausjännitteet ja nollapisteen jännite sekä resonanssi- ja magnetointivirrat, kun kytkentätaajuus on pienempi kuin resonanssitaajuus.  
 b) LLC-resonanssikonvertterin kytkinten ohjausjännitteet ja nollapisteen jännite sekä resonanssi- ja magnetointivirrat, kun kytkentätaajuus on suurempi kuin resonanssitaajuus.  
 (Ya 2007)

Kuvan 5a tapauksessa resonanssitankin virta saavuttaa magnetointivirran ennen kuin transistori  $T_1$  asetetaan ei-johtavaksi. Aikavälillä  $t_1 - t_2$  myös magnetointi-induktanssi osallistuu resonanssiin muuttaen laskien resonanssitaajuutta alempaan resonanssitaajuuteen  $f_{r2}$ . Kytkettäessä resonanssitaajuutta suuremmalla taajuudella resonanssitankin virta on suurempi kuin magnetointivirta. Tällöin magnetointivirran suuruuden poiskytkentähetkellä määrää sekä virtojen erotus, että kytkentätaajuuden ja resonanssitaajuuden erotus. Tällöin samalla kuormalla on suurempi poiskytkentävirta kuin kytkettäessä resonanssitaajuudella tai sen alapuolella. Tämä puolestaan nostaa häviöitä, joten resonanssitaajuutta korkeampi kytkentätaajuus ei ole haluttu. (Ya 2007)

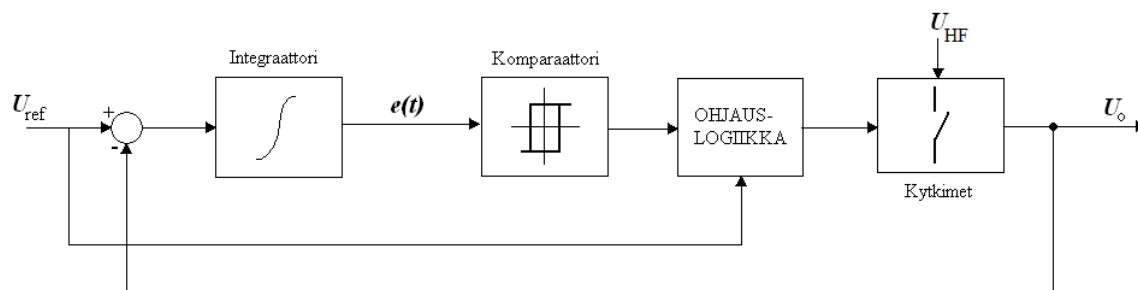
### 3.3 AC-AC muunnos

Muuntajan jälkeen suuritaajuinen vaihtojännite on muutettava verkkotaajuiseksi ( $U_{\text{RMS}} = 230 \text{ V}$ ) siniaalloksi. Helpoin tapa tehdä muunnos olisi tasasuunnata jännite muuntajan toisiossa ja vaihtosuunnata se kokosiltainverterillä pulssinleveysmodulaation (PWM) avulla. Tällöin kuitenkin jouduttaisiin käyttämään kovaa kytkentää, jolloin kytkentähäviöt ovat merkittävässä osassa kokonaishäviöistä. Myös ylimääräinen AC-DC muunnos kasvattaa konvertterin häviöitä. Viitessä (Karttunen et al. 2009) tehdyssä tutkimuksessa päädyttiin suoraan AC-AC muunnokseen käyttämällä pulssintiheysmodulaatiota (PDM).

Menetelmä perustuu pinta-alojen vertailuun, josta se saa nimityksen AC-PDM (Area Comparison Pulse Density Modulation). AC-PDM:n toteuttamiseen on olemassa monia kytkentöjä mutta pyrkimys mahdollisimman pienihäviöiseen topologiaan ja ZVS-kytkentään johti uuden topologian kehittämiseen viitteessä (Karttunen et al. 2009). Tässä luvussa tarkastellaan pulssintiheysmodulaation toimintaperiaatetta ja toteutusta sekä siihen käytettävää topologiaa.

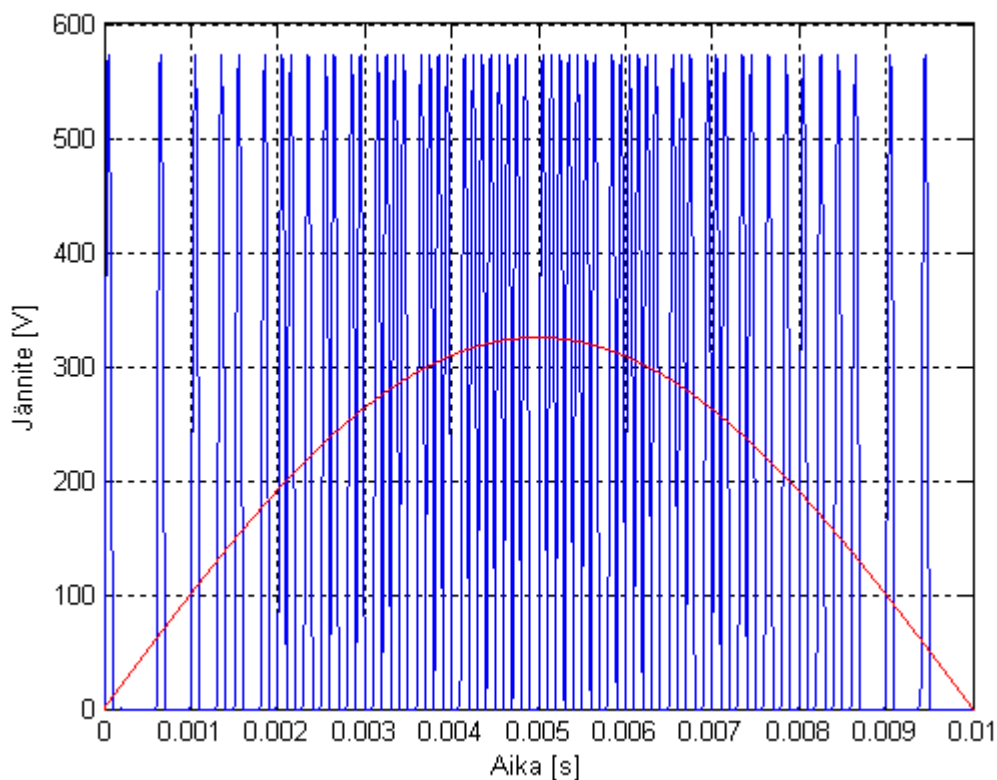
#### 3.3.1 Pulssintiheysmodulaatio

Pulssintiheysmodulaatio tarkoittaa, että suurempitaajuisen (HF) signaalin puolijaksojen tiheys moduloidaan matalataajuisen (LF) signaalin amplitudiksi. Viitteen (Xianmin 2006) mukaan kytkentähetken ollessa rajoitettu HF-signaalin nollakohtiin, tulee sen puolijaksosta synteessin peruskomponentti. Pinta-alojen vertailuun perustuva modulaatio on esitetty lohkokaaviotasolla kuvassa 6.



Kuva 6. AC-PDM lohkokaavio. Vertailtavan sinisignaalin  $U_{\text{ref}}$  ja takaisinkytketyn lähtösignaalin  $U_{\text{out}}$  erotusta integroidaan integraattorilla. Virhesignaalin  $e(t)$  suuruudesta riippuen komparaattori antaa ohjearvoja ohjauslogiikalle, joka päästää läpi suuritaajuisen  $U_{\text{HF}}$  signaalin haluttuja pulsseja. (Karttunen et al. 2009)

Referenssisignaalin ja x-akselin rajaamaa pinta-alaa verrataan lähtöön syntetisoidun signaalin pinta-alaan. Erotusta verrataan komparaattorilla asetettujen raja-arvojen mukaisesti ja tämän perusteella annetaan ohjearvoja ohjauslogiikalle. Ohjauslogiikalla on mahdollista ohjata kytkimiä siten, että lähtöön saadaan halutessa joko positiivinen tai negatiivinen puolijakso tai nollataso. Referenssisignaalin amplitudin kasvaessa pulssien määrää joudutaan lisäämään. Huippuarvon lähetyvillä pulsseja esiintyy tiheinten. Vastaavasti amplitudin laskiessa pulsseja syötetään sitä harvemmin mitä alempi on amplitudi. Kuvassa 7 on esitetty AC-PDM tuottama pulssikuviota, kun kytkentätaajuus on  $f_{\text{HF}} = 5 \text{ kHz}$  ja amplitudi  $\hat{u}_{\text{HF}} = 572 \text{ V}$ . Kuvaan on piirretty myös referenssiniaalto ( $\hat{u}_{\text{ref}} = 325,27 \text{ V}$  ja  $f_{\text{ref}} = 50 \text{ Hz}$ ).



Kuva 7. Pulssitiheysmodulaation tuottama pulssikuviota ja referenssisignaali.

Kuvassa 7 esitetyn referenssisignaalin ja syntetisoidun lähtösignaalin väliselle erotukselle on voimassa yhtälö

$$\frac{e(t)}{K} = \int (U_{\text{ref}}(t) - U_{\text{out}}(t)) dt, \quad (3.5)$$

missä  $K$  on takaisinkytkentähaaran vahvistus. (Sood 1988, Xianmin 2003)

Koska referenssisignaalin taajuus on matala ja syntetisointiin käytettävän HF-signaalin taajuus on huomattavasti suurempi, on referenssisignaalin amplitudin muutos lähellä huippua hyvin hidasta verrattuna HF-singaaliin. Tällöin voidaan olettaa tilanne samaksi kuin syntetisoitaessa DC-signaalia, jolloin maksimiarvo syntetisoitavalle DC-signaalille saadaan laskettua yhtälöllä

$$\hat{u}_{\max} = \frac{2\hat{u}_{\text{HF}}}{\pi}, \text{ kun } f_{\text{LF}} \ll f_{\text{HF}}. \text{ (Sood 1988, Xianmin 2004)} \quad (3.6)$$

Yhtälöllä (3.6) voidaan laskea HF-signaalin minimiamplitudiksi sinisignaalille normaalitilanteessa

$$\hat{u}_{\text{HF}} = 510,93 \text{ V}. \quad (3.7)$$

Käytännössä amplitudina on käytettävä tätä korkeampaa arvoa johtuen esimerkiksi sähkönlaatua määrittävien standardien asettamista rajoista jännitteen poikkeamalle normaaliarvosta.

Modulointi-indeksi  $m$  määritellään konvertterin tuottaman saturoitumattoman maksimijännitteen ja referenssijännitteen suhteena alla esitetyn yhtälön mukaisesti.

$$m = \frac{\hat{u}_{\text{ref}}}{\hat{u}_{\max}}. \quad (\text{Xianmin 2004}) \quad (3.8)$$

Normaalilla toiminta-alueella modulointi-indeksi  $m$  on välillä  $[0, 1]$  ja modulointi-indeksin ollessa yli yhden toimitaan kyllästysalueella.

Jotta synteessin tarkkuutta voidaan arvioida, täytyy laskea suuritaajuisen signaalin puolijakson rajaama pinta-ala. Tämä saadaan yhtälöllä

$$A_{\text{HF}} = \frac{\hat{u}_{\text{HF}}}{\pi f_{\text{HF}}} . \quad (3.9)$$

Referenssisignaalin puolijakson pinta-ala  $A_{\text{Ref}}$  saadaan vastaavasti.

Tarkastellaan AC-PDM modulaation virhettä. Virhe on verrannollinen pinta-alojen  $A_{\text{HF}}$  ja  $A_{\text{Ref}}$  suuruuteen. Virhe ei myöskään ole vakio johtuen AC-PDM:n diskreettiydestä. (Sood 1988, Karttunen et al. 2009)

Virheen maksimiarvolle saadaan yhtälö

$$e_A \equiv \left| \frac{e(t)}{K} \right| \leq |A_{\text{HF}}| + |A_{\text{Ref}}| . \quad (3.10)$$

Olettaessa, että referenssisignaalin huipun tuntumassa muutos HF-signaalin jaksonajan aikana on lähes vakio, voidaan yhtälöä (3.10) approksimoida yhtälöllä

$$|A_{\text{Ref}}| \leq \frac{\hat{u}_{\text{Ref}}}{2f_{\text{HF}}} = \frac{m\hat{u}_{\text{max}}}{2f_{\text{HF}}} . \quad (3.11)$$

Sijoittamalla yhtälöt (3.6), (3.9) ja (3.11) yhtälöön (3.10) saadaan virheen maksimille havainnollisempi muoto

$$e_A \leq \frac{(1+m)\hat{u}_{\text{HF}}}{\pi f_{\text{HF}}} . \quad (\text{Sood 1988}) \quad (3.12)$$

Yhtälön (3.12) perusteella havaitaan, että virheen maksimiarvo on kääntäen verrannollinen HF-signaalin taajuuteen, mutta suoraan verrannollinen signaalin amplitudiin. Toisaalta myös modulointi-indeksin kasvattaminen näyttäisi suurentavan maksimivirhettä. Vertaamalla maksimivirhettä syntetisoitavan signaalin pinta-alaan  $A_{\text{LF}}$  saadaan näiden suhteelle yhtälö

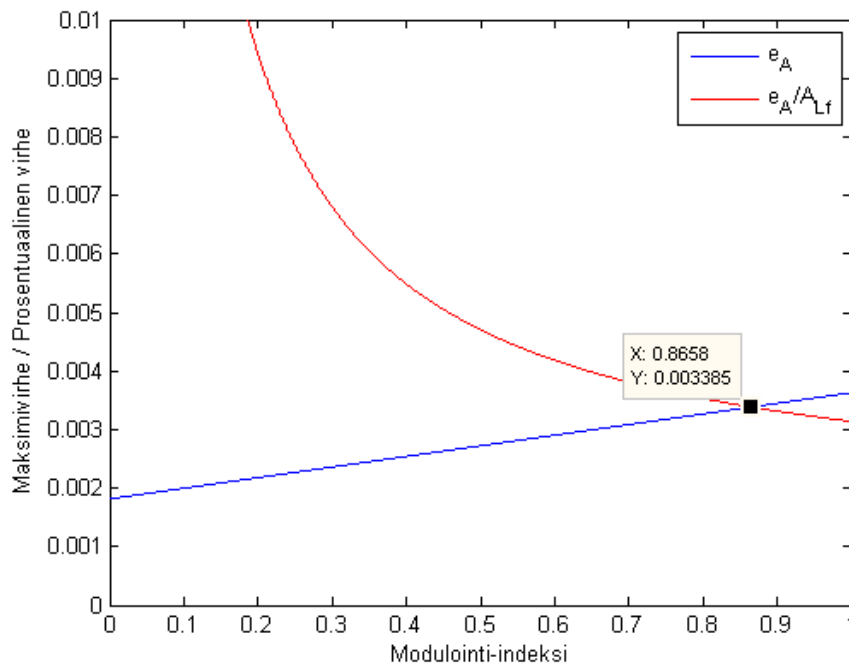


$$\left| \frac{e_A}{A_{LF}} \right| \leq \frac{\pi(1+m)f_{LF}}{mf_{HF}} = \frac{\pi f_{LF}}{mf_{HF}} + \frac{\pi f_{LF}}{f_{HF}}. \quad (3.13)$$

Yhtälön (3.13) perusteella voidaan todeta, että modulointi-indeksi  $m$  kasvattaminen pienentää prosentuaalista virhettä eli virheen suhdetta generoidun signaalin pinta-alaan. Tämä tarkoittaa tarkempaa synteesiä eli lähtöjännitteessä on vähemmän säröä. Yhtälöstä havaitaan myös, että mitä suurempi HF-taajuus sitä pienempi virhe synteesiin muodostuu. Tästä voidaan vetää johtopäätös, että syntetisoitavan signaalin amplitudi on oltava mahdollisimman lähellä yhtälön (3.6) mukaista maksimiamplitudia eli modulointi-indeksin arvo on oltava mahdollisimman lähellä ykköstä. (Sood 1988, Karttunen et al. 2009)

### 3.3.2 Modulointi-indeksin vaikutus pulssitiheysmodulaation harmonisisältöön

Maksimi- ja prosentuaalisen virheen käyttäytymistä modulointi-indeksin funktiona havainnollistetaan kuvassa 8.



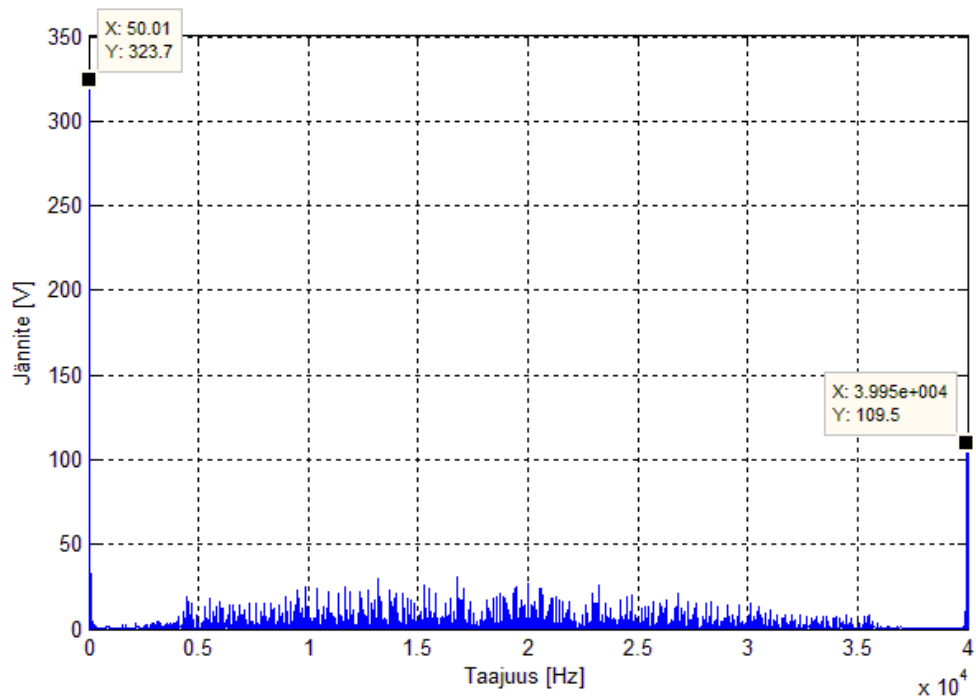
Kuva 8. Maksimivirheen  $e_A$  ja prosentuaalisen virheen  $e_A/A_{LF}$  käyttäytyminen modulointi-indeksin funktiona, kun  $\hat{u}_{HF} = 570$  V,  $f_{HF} = 100$  kHz,  $\hat{u}_{Ref} = 325,27$  V,  $f_{LF} = 50$  Hz ja  $\hat{u}_{max}$  käy 0 V kymmenesosan välein 325,27 V.

Kuvan 8 virheet risteävät likimain arvon  $m = 0,866$  kohdalla. Tämän jälkeen prosentuaalinen virhe on pienempi, kuin maksimivirhe. Koska prosentuaalinen virhe kertoo maksimivirheen osuuden syntetisoidusta pinta-alasta, voidaan prosentuaalista virhettä pitää synteessin kannalta merkittävämpänä. Tällöin kuvan perusteella voidaan rajata AC-PDM:n käytännön toiminta-alue modulointi-indeksin  $m$  arvoille  $[0,866, 1]$ .

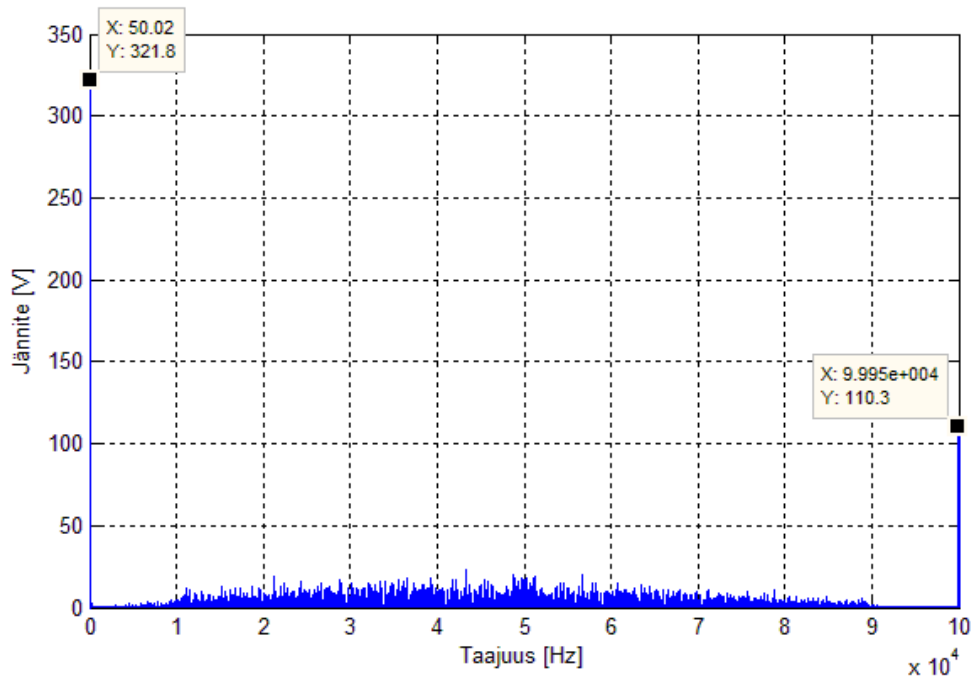
Viitteessä (Karttunen et al. 2009) on tutkittu tarkemmin modulointi-indeksin vaikutusta suodattamattoman synteessin taajuussisältöön. Viitteen mukaan modulointi-indeksin ollessa yli yhden, aiheutuu synteessiin sen perustaajuuden matalia harmonisia. Modulointi-indeksin ollessa liian pieni synteessiin muodostuu harmonisia alueelle  $0,1f_{\text{Hf}} - 1,9f_{\text{Hf}}$  mutta ei lähelle synteessin perustaajuutta. Näin ollen modulointi-indeksin arvon tulisi olla lähellä ykköstä, jotta vältetään pieniltä harmonisilta, jotka on vaikea suodattaa pois hyötysignaalista. Kuvassa 5 rajattu alue  $[0,866, 1]$  riittää kattamaan jännitteen alenemat 10 %:iin asti.

### **3.3.3 Taajuuden vaikutus pulssintiheysmodulaation harmonisisältöön**

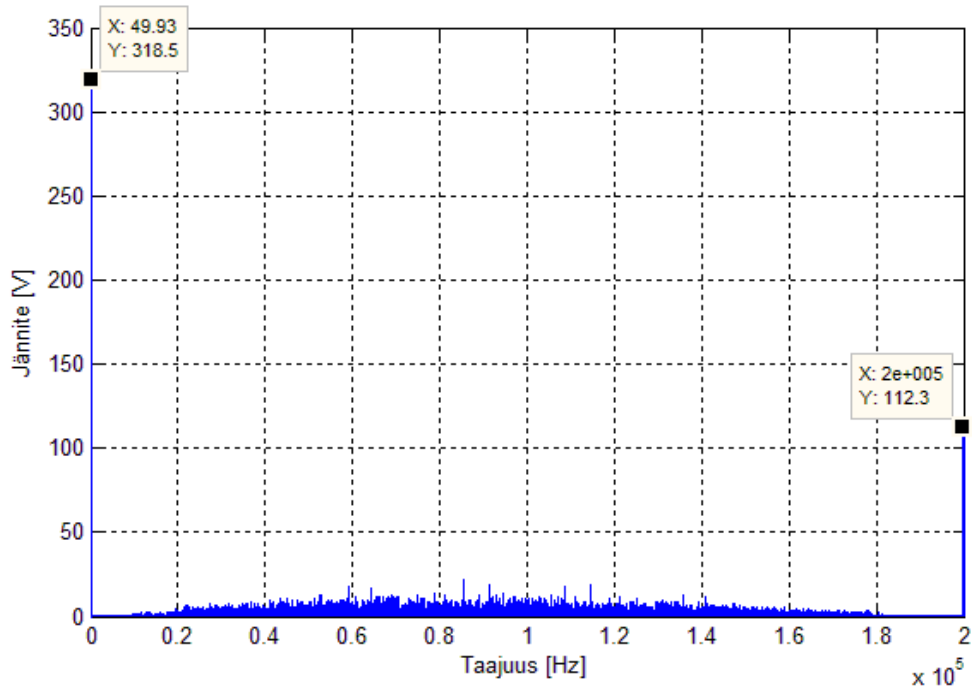
Yhtälön (3.13) perusteella voidaan todeta, että suurentamalla synteessiin käytettyä taajuutta voidaan pienentää siihen muodostuvaa virhettä. Tämä näkyy pienempänä särönä syntetisoidussa signaalissa. Kuvissa 9 - 11 on esitetty ideaalisen, suodattamattoman tapauksen taajuussisältö laskettuna MATLABin FFT-funktiolla, kymmeneltä jaksolta kolmella eri taajuudella. Modulointi-indeksi  $m = 0,8932$  ja näytteistystaajuus 10 MHz.



Kuva 9. Pulssintiheysmodulaatiolla syntetisoidun, suodattamattoman signaalin taajuussisältö esitettynä taajuuteen  $2f_{\text{HF}}$  asti. Synteesin käytetyn signaalin taajuus  $f_{\text{HF}} = 20$  kHz, amplitudi  $\hat{u}_{\text{HF}} = 572$  V ja modulointi-indeksi  $m = 0,8932$ .



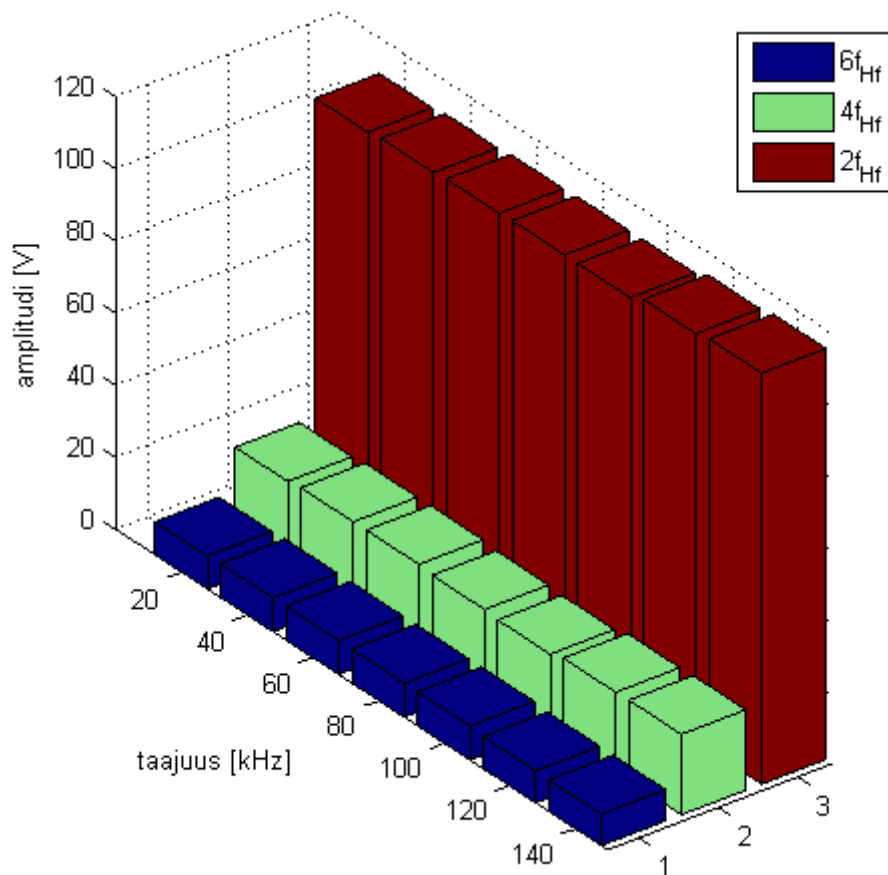
Kuva 10. Pulssintiheysmodulaatiolla syntetisoidun, suodattamattoman signaalin taajuussisältö esitettynä taajuuteen  $2f_{\text{HF}}$  asti. Synteesin käytetyn signaalin taajuus  $f_{\text{HF}} = 50$  kHz, amplitudi  $\hat{u}_{\text{HF}} = 572$  V ja modulointi-indeksi  $m = 0,8932$ .



Kuva 11. Pulssintiheysmodulaatiolla syntetisoidun, suodattamattoman signaalin taajuussisältö esitettynä taajuuteen  $2f_{\text{HF}}$  asti. Synteesin käytetyn signaalin taajuus  $f_{\text{HF}} = 100$  kHz, amplitudi  $\hat{u}_{\text{HF}} = 572$  V ja modulointi-indeksi  $m = 0,8932$ .

Kuvista 9 – 11 voidaan todeta taajuuden kasvattamisen pienentävän hyvin vähän alle  $2f_{\text{HF}}$  taajuuksilla esiintyvää kohinamaista säröä. Kohina kuitenkin siirtyy suuremmille taajuuksille taajuuden kasvattamisen myötä mutta jakautuu aina alueelle noin  $0,1f_{\text{HF}} - 1,9f_{\text{HF}}$ .

Kuvassa 12 on esitetty kolme ensimmäistä harmonisten piikkiä taajuusanalyysistä. Analyysi tehtiin kymmenelle jaksolle suodattamatonta AC-PDM signaalia 20 kHz välein taajuuksilla 20 kHz – 140 kHz.



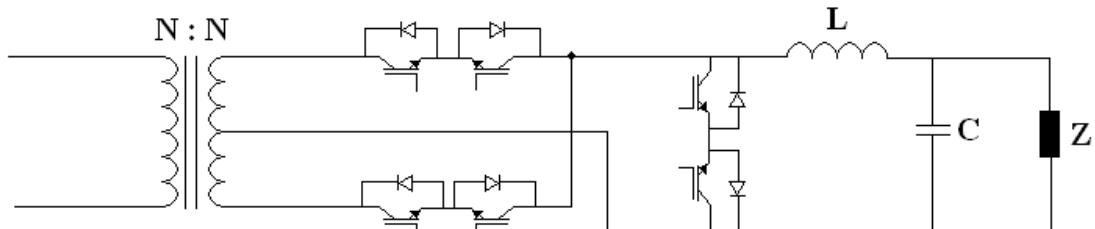
Kuva 12. Taajuuksilla  $2f_{HF}$ ,  $4f_{HF}$  ja  $6f_{HF}$  esiintyvien taajuuspiikkien amplitudit.

Kuvasta 12 havaitaan, että harmonisten amplitudit eivät juuri muutu taajuuden mukaan vaan pysyvät käytännössä samoina. Harmoniset kuitenkin ovat suoraan verrannollisia kytkentätaajuuteen. Varjopuolena taajuuden kasvattamisessa on ohjauksen vaikeutuminen, joten taajuutta ei voida kasvattaa määrättömästi. Viitteen (Luk 2008) mukaan PDM:n harmonisisältö on jopa parempi kuin PWM:n.

Vaikka viitteen (Luk 2008) mukaan jo 20 kHz taajuudella voitaisiin tuottaa standardien mukaista siniaaltoa, kannattaa kytkentätaajuus nostaa niin suureksi kuin järjestelmän muut osat sen sallivat. Tämän puolesta puhuu erityoten suodatuksen suunnittelun ja toteutuksen helpottuminen huomattavasti. Lisäksi korkeampi taajuus pienentää suurtaajuusmuuntajan fyysisiä dimensioita.

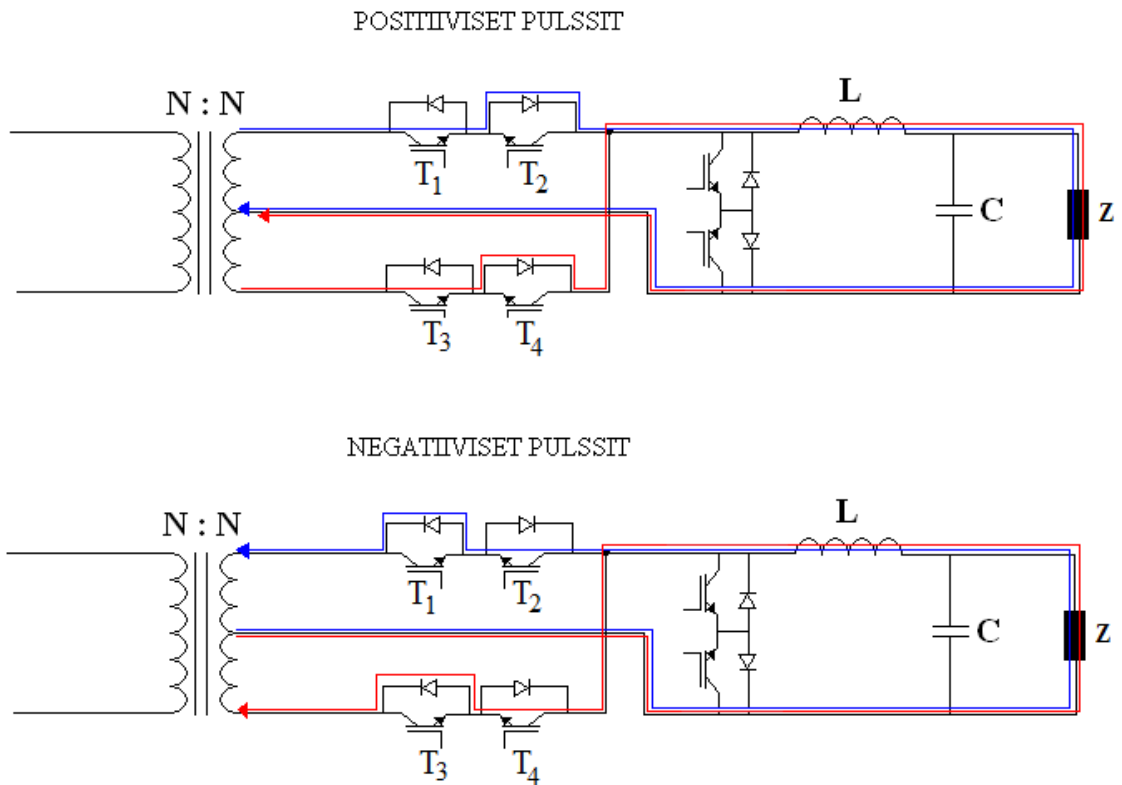
### 3.3.4 Syklokonvertteri

Pulssitiheysmodulaatio toteutetaan käyttämällä syklokonvertteria, jonka toiminta perustuu tasasuunnattujen puolijaksojen läpi päästäminen kytkimiä sulkemalla ja avaamalla. Syklokonvertteri on esitetty kuvassa 13.



Kuva 13. AC-PDM:n toteuttava syklokonvertteri sekä sen perässä suodin ja kuorma. (Xianmin 2004)

Kuvan 13 syklokonvertterissa käytetään kaksisuuntaisia kytkimiä. Nykyisin tällaisia kytkimiä on saatavilla niukasti, joten on jouduttu käyttämään yhteisemitterikytkettyjä transistoripareja, jotka ajavat saman asian. Transistoripareja ohjataan yhdessä siten, että haluttu pulssi päästetään läpi. Oikosulkukytkin suotimen edessä mahdollistaa sen, että puolijaksoja kytkevät transistorit voidaan kytkeä johtamaan samanaikaisesti. Tällöin suodinkelaan varastoitunut energia pääsee purkautumaan oikosulkukytkimen kautta. Kuvassa 14 on esitetty virtojen kulkureitit kytkennässä.



Kuva 14. Virtojen kulkureitit syklokonverterissa. Sininen väri kuvaa molemmissa tapauksissa ylemmän toisiokäämin virtaa ja punainen alemman.

Otettaessa positiivisia pulsseja transistorit  $T_1$  ja  $T_3$  ovat johtavassa tilassa. Tällöin muuntajan toisiokäämejä kuormitetaan vuorotellen johtuen niiden jännitteiden vaiheerosta. Kun ylemmästä haarasta otetaan positiivinen pulssi, on alemmassa haarassa negatiivinen jännite. Tällöin virta pääsee kulkemaan transistorin  $T_3$  diodin läpi mutta ei transistorin  $T_4$  tai sen diodin läpi. Seuraavalla pulssilla alemmassa haarassa on positiivinen jännite ja ylemmässä negatiivinen. Virta kulkee transistorin  $T_3$  ja  $T_4$ :n diodin ja negatiivinen virta ylemmässä haarassa pysähtyy transistoriin  $T_2$ . Negatiivisille pulseille ilmiö on sama mutta käänteinen. Tällöin transistorit  $T_2$  ja  $T_4$  johtavat.

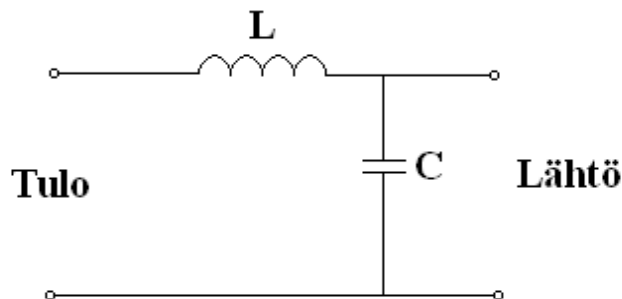
Kuvan 14 kuorman  $Z$  ollessa induktiivinen aiheutuu virran ja jännitteen välille vaihesiirtoa piirin lähdössä. Tällöin induktiivinen virta voidaan johtaa takaisin muuntajaan, jolloin ensiössä virran tarve nousee hetkellisesti takaisin johdettavan virran ensiöön redusoidun arvon verran.

Mikäli PDM tuottamiseen käytetään unipolaariohjausta, tarvitaan myös nollassa positiivisten ja negatiivisten pulssien lisäksi. Nollassa tuotetaan sammuttamalla kaikki kytkimet  $T_{1-4}$  samanaikaisesti. Tällöin suotimen kelaan varastoitunut energia on kuitenkin purettava jonnekin jännitepiikkien välttämiseksi. Nollassa aikana oikosulkukytkin suotimen edestä sytytetään. Tällöin virralle on kulkureitti ja kun muuntajalta otetaan seuraavan kerran pulseja, ei jännitepiikkejä synny.

### 3.4 LC-suodin

Lähtöjännite on suodatettava normaaliksi ( $U_{\text{RMS}} = 230 \text{ V}$ ,  $f = 50 \text{ Hz}$ ) verkkosähköksi. Tähän käytetään yksinkertaista LC-suodinta. Kyseinen suodin on helppo suunnitella ja komponenttien vähyyden takia se on verrattain halpa vaihtoehto ilman, että lähtöjännitteeseen jää suurempaa säröä.

Suotimen toiminta perustuu kelan impedanssin kasvuun taajuuden kasvaessa, jolloin se poistaa korkeat taajuudet. Kelan jälkeen oleva kondensaattori puolestaan oikosulkee loput korkeat taajuudet sillä sen reaktanssi on kääntäen verrannollinen taajuuteen. LC-suodin on esitetty kuvassa 15.



Kuva 15. LC-suodin.

Kuvan 15 suotimessa kondensaattori C on kytketty kuristimen L taakse, kuorman puolelle. Viitteen (Peltoniemi 2006) mukaan tällä ei itse suotimen toiminnan kannalta ole merkitystä, mutta mitoituksen osalta on. Mikäli kondensaattori on sijoitettu ennen kuristinta, konvertterin puolelle, täytyy silloin syöttävän verkon hajainduktanssit huomioida mitoituksessa. Lisäksi kondensaattori ennen suodinkelaa vaikuttaisi suoraan toisiokytkimiin nähden olevan oikosulussa, jolloin virrannousu kytkimissä kasvaa liian suureksi.



Suotimen rajataajuus lasketaan yhtälöllä

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.14)$$

Yhtälöstä (3.14) nähdään, että suodinkuristimen induktanssin pienentäminen kasvattaa kondensaattoria. Vastaavasti kondensaattorin pienentäminen kasvattaa induktanssia. Koska suotimen häviöt syntyvät pääasiassa kuristimessa, ei sitä kannata mitoittaa kovin suureksi. Toisaalta kondensaattorin kapasitanssin lisäys kasvattaa lähdön impedanssia, mikä voi aiheuttaa lähtöjännitteen laadun alenemista muutostiloissa. (Kim 2000)

Suodinsuunnittelussa voidaan suunniteltavalle osalle asettaa kriteerejä esimerkiksi koon, hinnan ja häviöiden osalta. Konvertterin suotimelle käytetty menetelmä pyrkii minimoimaan suotimen loistehon. Tämä tapa epäsuorasti minimoi myös suotimen koon, hinnan ja häviöt. (Dahono 1995)

### 3.4.1 Suotimen mitoitus

Määritellään suunnitteluparametri  $K$ , joka voidaan laskea yhtälöllä

$$K = \sqrt{\frac{m^2 - \frac{15}{4}m^4 + \frac{64}{5\pi}m^5 - \frac{5}{4}m^6}{1440}}, \quad (3.15)$$

missä  $m$  on modulointi-indeksi. (Dahono 1995)

Tämän jälkeen on asetettava kytkentätaajuuden häiriöjännitteen suurin sallittu rms-arvo, joka tässä tapauksessa voidaan asettaa standardien määräämään raja-arvoon 5 % lähtöjännitteestä. Tämä vastaa normaalitilassa maksimijännitteellä arvoa  $u_{\text{särö}} = 11,5$  V.

AC-PDM aiheuttaa jonkin verran säröä kytkentätaajuutta matalammilla taajuuksilla, mikäli modulointi-indeksin  $m$  arvo on pieni. Mitä lähempänä modulointi-indeksi on ykköstä sitä pienempää säröä alemmille taajuuksille syntyy. Tämä voi johtaa suotimen arvojen

tarkistukseen ja uudelleen iterointiin. Liikkeelle on kuitenkin hyvä lähtää suurimmasta sallitusta arvosta.

Kuristimen induktanssi määritetään yhtälöllä

$$L = \frac{u_o}{I_o f_{sw}} \sqrt{K \frac{U_{DC}}{u_{säro}} \left( 1 + 4\pi^2 \left[ \frac{f_o}{f_{sw}} \right]^2 K \frac{U_{DC}}{u_{säro}} \right)}, \quad (3.16)$$

missä  $u_o$  on maksimilähtöjännitteen rms-arvo,  $f_{sw}$  kytkentätaajuus,  $f_o$  lähtöjännitteen taajuus,  $U_{DC}$  tasasuunnatun, kaksipuoleisen jännitteen huippuarvo ja  $I_o$  lähtövirran rms-arvo maksimikuormalla. (Dahono 1995)

Induktanssin määrittämisen jälkeen saadaan kapasitanssin arvo yhtälöllä

$$C = K \frac{U_{DC}}{L f_{sw}^2 u_{säro}}. \quad (Dahono 1995) \quad (3.17)$$

Komponenttiarvojen laskemisen jälkeen voidaan suotimen rajataajuus tarkistaa yhtälöllä (3.14). Mikäli rajataajuus on haluttua pienempi, voidaan sitä laskea suorittamalla mitoitus uudelleen pienemmällä  $u_{säro}$  arvolla, kunnes saavutetaan haluttu arvo.

### 3.5 Muuntaja

Resonanssikonvertterin tuottama ( $\hat{u} = 470$  V,  $f = 100$  kHz) sinimuotoinen vaihtojännite muunnetaan korkeammalle tasolle käyttämällä suurtaajuusmuuntajaa. Muuntajan toisena tehtävänä on luoda koko laitteen tulon ja lähdön välille galvaaninen erotus.

#### 3.5.1 Muuntajamitoituksen keskeiset päämäärät

Muuntajan mitoituksessa tavoitteena on häviöiden minimointi. Myös ensiötä syöttävä resonanssikonvertteri antaa omat vaatimuksensa muuntajalle. Ensiöinduktanssin tulee olla tietyllä välillä, jotta konvertterin vahvistuskäyrä saadaan riittävän jyrkäksi. Tällöin mahdollisia syöttävän verkon yli 10 % jännitteen alenemia voidaan kompensoida

kytkentätaajuutta muuttamalla siten, että konverterri toimii vielä ZVS-alueella. 10 %:iin asti jännitteenmuutokset kompensoidaan pulssintiheysmodulaation avulla syklokonverterterissa.

Muuntaja on myös mahdollista integroida magneettisesti resonanssiipiiriin, jolloin resonanssikuristin  $L_r$  käämitään samalle magneettisydämelle kuin muuntaja. Tässä työssä magneettista integrointia ei tarkastella enempää.

### **3.5.2 Galvaaninen erotus ja sen tuomat hyödyt**

Ilman galvaanista erotusta tasavirtajakelujärjestelmän suojaus monimutkaistuisi. Kuluttajan päähän tulisi tällöin sijoittaa erillinen eristyksenvalvontalaite. Verkon maasulkuvian ja kuluttajan laitteen eristysvian sattuessa samanaikaisesti syntyisi kuluttajan laitteen ja maan välille suuri kosketusjännite. Verkon maasulku voidaan havaita ja sähkönjakelu katkaista. Tällöin kuitenkin kaikki samassa linjassa kiinni olevat asiakkaat jäävät ilman sähköä. Mikäli kuluttajan päässä on eristyksenvalvontalaite, ei sähkönjakelua välttämättä tarvitse katkaista ongelman selvittämisen ajaksi. (Nuutinen 2006)

Galvaanisesti erotetussa järjestelmässä verkon maasulku ja kuluttajan laitteen eristysvika eivät aiheuta yhteistä virtapiiriä maan kautta. Maasulun sattuessa ei siis tarvitse katkaista sähkönjakelua. Tällöin ei myöskään kuluttajan päähän tarvita eristyksenvalvontalaitetta, koska tämä on erotettu muusta järjestelmästä. Galvaanisesta erotuksesta johtuen viallisen laitteen kosketusjännite on 0 V, koska maayhteyttä syöttävään verkkoon ei ole. (Nuutinen 2006)

Galvaaninen erotus tarjoaa muun muassa mahdollisuuden toteuttaa asiakkaan sisäverkko maadoitettuna TN-järjestelmänä. Ilman erotusta sisä- ja jakeluverkko voisivat muodostaa vahingollisen oikosulun keskenään maadoituksen kautta. Myöskään suuri tasajännitekomponentti ei pääse sisäverkon lähtönapoihin, koska konverterterissa käytetään suuritaajuisia AC-AC muunnosta. Tällöin yksittäisen kytkimen vikaantuessa käyttäjälle vika näkyy keskeytyksenä. (Partanen et al. 2008)

Viitteissä (Nuutinen 2006, Partanen et al. 2008) on paneuduttu tarkemmin tasasähköjaketuverkon mahdollisiin vika- ja vaaratilanteisiin sekä niiltä suojautumiseen.

### 3.5.3 Häviöiden laskenta ja optimointi

Kullekin sydänmateriaalille on ominaista, että tietyllä vuontiheyden arvolla magneettisydän kyllästyy ja se ei enää toimi lineaarisella alueella. Rautahäviöt voidaan minimoida määrittämällä muuntajalle optimaalinen vuontiheys. Ennen tätä on kuitenkin määritettävä muuntajan kaikkien käämien yhteenlaskettu näennäisteho. (Hurley 1996, Nerg 2009)

Kaikille muuntajan käämeille on voimassa yhtälö

$$u_{\text{ms}} = KfB_m A_c N, \quad (3.18)$$

missä  $K$  on aaltomuotokerroin,  $f$  taajuus,  $B_m$  magneettivuon tiheys,  $A_c$  magneettisydämen efektiivinen poikkipinta-ala ja  $N$  käämikierrösmäärä. Yhtälöä (3.18) kutsutaan muuntajan jänniteyhtälöksi.

Kertomalla kaikkien käämien jännitteet niiden virroilla ja summaamalla saadut tehot yhteen voidaan  $n$  kappaletta käämejä käsittävälle muuntajalle johtaa tehoyhtälö

$$S = KfB_m A_c \sum_{i=1}^n N_i I_i, \quad (3.19)$$

missä  $J$  on virrantiheys johtimessa,  $k_f$  suunnitteluparametri, joka käytännön muuntajasuunnittelussa on 1 (Nerg 2009),  $k_u$  käämi-ikkunan täytekerroin ja  $A_p$  on sydämen koko, joka saadaan kertomalla sydämen efektiivinen poikkipinta-ala ja käämi-ikkunan pinta-ala keskenään.

Yhtälöitä (3.18 ja 3.19) voidaan käyttää tarvittavien käämikierrösten arviointiin, kun on valittu sydämen materiaali ja muoto sekä taajuus ja käytettävä signaali.

Käytännössä  $S$ :n arviointi suoritetaan kuitenkin ilman yhtälöitä (3.18 – 3.19) kun, tiedetään muuntajan syöttöjännite ja virta sekä toisista otettava teho. Yhtälöiden (3.18 – 3.19) avulla voidaan arvioida tarvittavia käämikierroksia, kun on valittu sydämen materiaali ja muoto sekä taajuus ja käytettävä signaali. Sydänvalmistajien datalehdistä löytyy käyrästäjä kullekin sydänmateriaalille, joista voi iterointia varten valita sopivan vuontiheyden.  $S$ :n arvon laskemisen jälkeen voidaan sydänmateriaalille laskea optimaalinen vuontiheys, jolla sydämen häviöt ovat minimissään.

Optimaalinen vuontiheys sydämessä saadaan laskettua yhtälöllä (Hurley 1996)

$$B_o = \frac{1}{K_o^{7/8} K_t} \frac{\sqrt{\Delta T}}{k_f k_u} \left( \frac{K f \Delta T}{S} \right)^{1/6} \frac{1}{(\rho_c K_c f^\alpha)^{7/12}}, \quad (3.20)$$

missä  $\Delta T$  on lämpötilan muutos,  $\rho_c$  sydänmateriaalin tiheys,  $K_c$  ja  $\alpha$  materiaalille ominaisia kertoimia,  $f$  taajuus,  $k_f$  sydämen täyttökerroin, joka massiivisydämelle on 1,  $k_u$  käämikkunan täyttökerroin, ja  $K$  aaltomuotokerroin.

Yhtälössä (3.18) esiintyvät kertoimet  $K_o$  ja  $K_t$  lasketaan yhtälöillä (Hurley 1996)

$$K_o = \left( \frac{4\rho_w k_c k_w}{k_f^2 k_u h^2 k_a^2} \right)^{2/3} \quad (3.21)$$

ja

$$K_t = \sqrt{\frac{h}{2\rho_w k_u} \frac{k_a}{k_w}}. \quad (3.22)$$

Yhtälöissä (3.19) ja (3.30) esiintyvät kertoimet  $k_a$ ,  $k_c$  ja  $k_w$  ovat vakioita, jotka käytännössä pysyvät likimain samoina. Tämä johtuu osaltaan siitä, että konvektiokertoimen  $h$  tarkka arvo ei ole tiedossa. Käytännön muuntajasuunnittelussa voidaan käyttää arvoja  $k_a = 40$ ,  $k_c = 5,6$  ja  $k_w = 10$ . Ainoana poikkeuksena pot core sydänmalli, jolle  $k_w = 5,6$ . (Nerg 2009)

Konventiokertoimen suunnittelussa on hyvä käyttää arvoa  $h = 10\text{W/m}^2$  silloin, kun tarkan arvon laskeminen on vaikeaa. (Nerg 2009)

Kuparihäviöt lasketaan yhtälöllä

$$P_{\text{cu}} = \rho_w MLTW_a k_u J^2, \quad (3.23)$$

missä  $MLT$  on käämikerroksen keskimääräinen pituus,  $W_a$  käämi-ikkunan pinta-ala. Jos tiedetään johtimen resistanssi pituusyksikköä kohden, voidaan kuparihäviöt laskea myös yhtälöllä

$$P_{\text{cu}} = MLT \cdot N \cdot r_w (1 + \alpha_{20}(T_{\text{max}} - 20)) I^2. \quad (3.24)$$

Käytettäessä korkeita taajuuksia ja esimerkiksi foliokäämitystä voidaan joutua huomioimaan läheisysefekti ja virranahto. Tällöin suurtaajuushäviöt saadaan lisättyä kuparihäviöihin kertomalla ne läheisysefektikerroimella. Läheisysefektikerrointa  $k_p$  voidaan approksimoida yhtälöllä

$$k_p = 1 + \frac{5p^2 - 1}{45} \Delta^4, \quad (3.25)$$

missä  $p$  on käämikerrosmäärä (päällekkäiset kierrokset) ja  $\Delta$  johtimen johtavan osan paksuuden suhde tunkeutumissyvyyteen käytetyllä taajuudella. (Nerg 2009)

Sydänhäviöt lasketaan yhtälöllä

$$P_{\text{fe}} = \rho_c V_e K_c f^\alpha B^\beta, \quad (3.26)$$

missä  $\rho_c$  on sydänmateriaalin tiheys,  $V_e$  on sydämen efektiivinen tilavuus sekä  $K_c$ ,  $\alpha$  ja  $\beta$  ovat materiaalille ominaisia suunnittelukertoimia. (Hurley 1996)

Yhtälöstä (3.23) voidaan eliminoida virrantiheys ratkaisemalla se yhtälöstä (3.17) ja sijoittamalla yhtälöön (3.23). Tällöin saadaan kuparihäviöille yhtälö

$$P_{\text{cu}} = \frac{\rho_w V_w S^2}{K^2 f^2 k_u A_p^2 B^2} = \frac{a}{f^2 B^2}. \quad (3.27)$$

Havaitaan, että kuparihäviöt ovat kääntäen verrannollisia magneettivuontiheyden sekä taajuuden neliöön. (Hurley 1996)

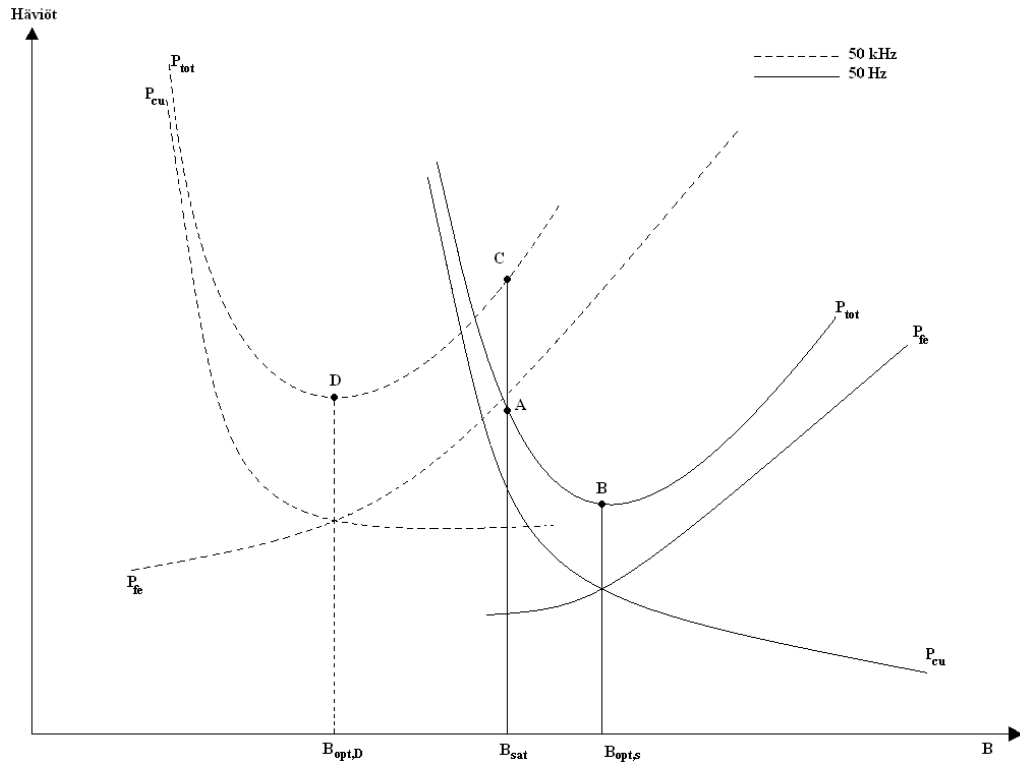
Yhtälössä (3.26) oleva potenssi  $\beta$  on tavallisesti välillä 1,9 – 2,1. Olettamalla, että  $\beta = 2$  saadaan sydänhäviöille yhtälö

$$P_{\text{fe}} = \rho_c V K_c f^\alpha B^\beta = b f^\alpha B^2. \quad (\text{Hurley 1996}) \quad (3.28)$$

Täten kokonaishäviöt voidaan kirjoittaa muotoon

$$P_{\text{kok}} = P_{\text{cu}} + P_{\text{fe}} = \frac{a}{f^2 B^2} + b f^\alpha B^\beta. \quad (3.29)$$

Kuvassa 16 on esitetty kokonaishäviöiden (Yhtälön (3.29)) käyttäytyminen muuntajassa matalilla ja korkeilla taajuuksilla. Kuvaan on myös merkitty eri mitoituspisteitä sekä 50 kHz että 50 Hz taajuuksilla. Havaitaan, että matalilla taajuuksilla optimaalinen vuontiheys on suurempi kuin materiaalin kyllästysvuontiheys. Tämä johtaa siihen, että mitoituksessa on käytettävä kuvan pistettä A. Tällöin käytettävä ja maksimivuontiheys on kyllästysvuontiheys. Kyllästysvuontiheydellä kokonaishäviöt ovat suuremmat kuin optimaalisella arvolla, jolloin häviöminimin saavuttaminen on mahdotonta.



Kuva 16. Käyrästöjä muuntajan kokonaishäviöiden käyttäytymistä eri taajuuksilla erilaisissa mitoitusopisteissä. (Hurley 1996).

Viitteen (Hurley 1996) mukaan korkeammille taajuuksille siirryttäessä optimaalinen arvo putoaa kyllästysarvon alle, jolloin voidaan mitoituspisteenä käyttää kuvan 2 pistettä D. Tällöin johtimien virtalämpöhäviöt  $P_{cu}$  ja sydänhäviöt  $P_{fe}$  ovat yhtäsuuret

Optimaalinen sydämen koko l. pinta-alatulo voidaan määrittää, kun tiedetään, onko optimaalinen vuontiheys suurempi vai pienempi kuin kyllästysvuontiheys. Kun  $B_o < B_{sat}$ , optimaalinen sydämen koko voidaan määrittellä yhtälöllä (Hurley 1996)

$$A_p = K_o \left( \frac{S}{Kf\Delta T} \right)^{\frac{4}{3}} (\rho_c K_c f^a)^{\frac{2}{3}} . \quad (3.30)$$

Kuparihäviöiden ja muuntajan lämpenemän kannalta optimaalinen virrantiheys lasketaan yhtälöllä (Hurley 1996)

$$J = \sqrt{\frac{\beta}{\beta+2} \frac{hk_a A_p^{\frac{1}{2}} \Delta T}{\rho_w k_u V_w}} . \quad (3.31)$$



Kun  $B_o > B_{\text{sat}}$ , sydämen koon määrittäminen monimutkaistuu. Suunnittelupisteinä käytetään pistettä A, jolloin sydämen koko voidaan laskea sijoittamalla optimaalinen virrantiheys muuntajan tehoyhtälöön (3.19). Tämä perustuu olettamukseen, että kiinteällä taajuudella kokonaishäviöt ovat kaksinkertaiset kuparihäviöihin verrattuna

Tällöin muuntajan optimaaliseksi sydämen kooksi saadaan

$$A_{\text{pi}} = K_o \left( \frac{S}{K_f B k_f k_u K_t \sqrt{\Delta T}} \right)^{\frac{8}{7}}. \quad (3.32)$$

## 4 SUURTAAJUUSMUUNTAJA

Tässä luvussa suunnitellaan suurtaajuusmuuntaja asiakaspäätelaitteeseen. Muuntajan spesifikaatioiden perusteella lasketaan optimaalinen mitoitus käyttämällä viitteissä (Mohan 2003, Hurley 1996, Nerg 2009) olevia optimointimenetelmiä. Lopulta mitoitus sovitetaan toteutettavuuden antamiin rajoihin. Lopputuloksena on toimiva muuntaja.

### 4.1 Muuntajan spesifikaatiot

Konvertterin muuntajalle asetetaan spesifikaatiot, joiden pohjalta muuntaja suunnitellaan. Koko järjestelmän omat suorituskyky- ja laatuvaatimukset, sekä toisiopuolen toiminta asettavat myös omat vaatimuksensa muuntajan parametreille ja toiminnalle. Listataan alustavasti muuntajalle seuraavia spesifikaatioita ja vaatimuksia:

- Nimellisteho 1 kVA
- Laskennallinen hyötysuhde nimellispisteessä vähintään 98 %
- Muuntajan toimintataajuus 100 kHz
- Ympäristön lämpötila ~30 °C
  - o Perustuu oletukseen, että konvertteri sijoitetaan sisätiloihin.
- Toisiokäämityksestä on tehtävä väliulosotollinen
- Ensiön jännitteen huippuarvo on 470 V
- Toision jännitteen huippuarvo on 572 V
- Kestettävä hetkellinen ylijännite ja siitä aiheutuva virrankasvu

Teoriassa muuntajaa syöttävän resonanssikonvertterin lähdön käyrämuoto on puhdasta siniaaltoa. Käytännössä nollan ympäristössä syntyy pientä vääristymää johtuen kytkinten suoja-ajoista. Tämä ei kuitenkaan ole merkittävää muuntajan toiminnan kannalta, joten muuntajan mitoituksen voi tehdä siniaallolle.

$$n = \frac{i_2}{i_1} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{\hat{u}_1}{\hat{u}_2} = \frac{470 \text{ V}}{572 \text{ V}} = 0,8217. \quad (4.1)$$

Muuntajan ensiön näennäisteho on

$$S_1 = u_1 i_1 = 332,34 \text{ V} \cdot 3,05 \text{ A} \approx 1010 \text{ VA} . \quad (4.2)$$

Muuntajan ensiössä tarvittava näennäisteho on syytä arvioida hieman 1 kVA:a suuremmaksi, johtuen muuntajan häviöistä.

Muuntajan toisiota kuormittava syklokonvertteri ottaa tehoa yhdestä toisiokäämistä kerrallaan, jolloin niiden molempien lähtötehon tulee olla 1 kVA. Tarvittava virta 1 kVA teholla ja  $u_2 = 404,5 \text{ V}_{\text{rms}}$  jännitteellä on  $2,472 \text{ A}_{\text{rms}}$ . Tarvittavaksi lähtötehoksi muuntajalle, kun otetaan huomioon syklokonvertterin kytkimien ja diodien kynnyksjännitteet (pn-liitokselle noin  $0,7 \text{ V}$ ) saadaan muuntajan tarvittavaksi lähtötehoksi, jotta toisiosta saataisiin nimellisesti 1 kVA:n teho

$$S_2 = (u_2 + 1,4 \text{ V}) \cdot 2,462 \text{ A} \approx 999,24 \text{ VA} . \quad (4.3)$$

Koska muuntajan toision käämejä käytetään vuorotellen, voidaan muuntajan käämien yhteenlasketuksi näennäistehoksi arvioida

$$S = S_1 + S_2 = 1010 \text{ VA} + 999,24 \text{ VA} = 2009 \text{ VA} . \quad (4.4)$$

Käytetään yhtälön (4.4) perusteella ylöspäin pyöristettyä arvoa  $S = 2010$ . Tämä arvo kuvaa muuntajan läpi vietävää tehoa (engl. *throughput power*). Kyseessä on siis käämien läpi vietävä teho, jonka on pysyttävä toisiossa samana kuin ensiössä, kun muuntajaa kuormitetaan täydellä 1 kVA teholla. Tätä arvoa ei pidä sekoittaa muuntajan kuormitustehoon.

## 4.2 Ensimmäinen mitoitus

Mitoitetaan suurtaajuusmuuntaja asiakaspäätelaitteelle. Muuntajan näennäistehojen laskemisen jälkeen seuraava toimenpide on valita muuntajasydämen materiaali, koko ja muoto.

### 4.2.1 Muuntajasydän

Kaikki sydäntyyppit eivät sovi sovelluskohteena olevan asiakaspäätelaitteen muuntajalle. Muuntajasydämen muodolle asettaa rajoitteita esimerkiksi syöttävä resonanssikonvertteri. Konvertterin suunnittelua varten on voitava arvioida muuntajan hajainduktansseja kohtalaisen tarkasti. Tästä syystä esimerkiksi toroidisydän ei tule kysymykseen, koska sen hajainduktansseja ei pystytä arvioimaan tarkasti. Lisäksi sydämen valinnassa määrääviä tekijöitä ovat saatavuus ja hinta. Käytännössä kaiken muotoisia sydämiä, etenkin mittatilaustyönä tehtyjä, on mahdollista saada valmistajilta, mutta niiden hinta nousee hyvin korkeaksi. E-sydänperheen sydämiä on markkinoilla reilusti monesta eri materiaalista valmistettuna. Lisäksi perheen sisällä on lukuisia erilaisia vaihtoehtoja.

E-sydämille hajainduktanssin arviointi voidaan suorittaa yhtälöllä

$$L_{\sigma} = \frac{\mu_0 N^2 l_w b_w}{3Ph_w}, \quad (4.5)$$

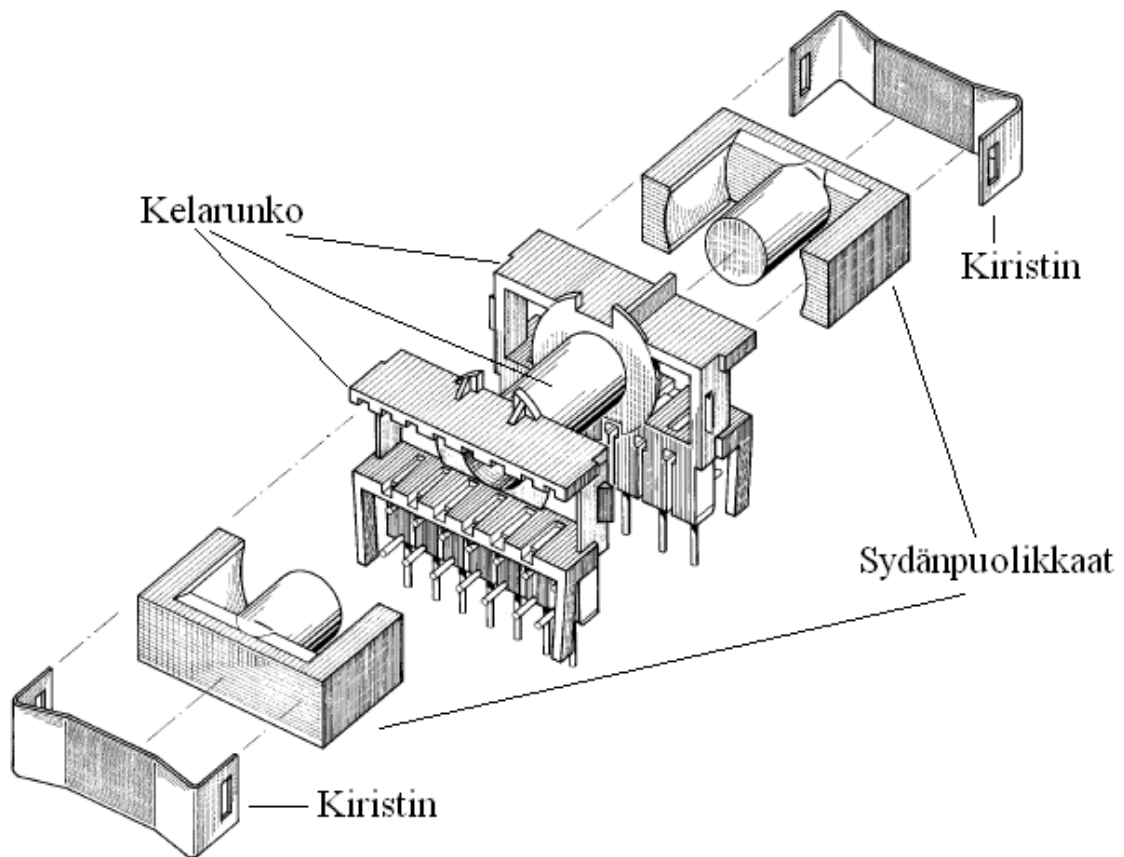
missä  $\mu_0$  on tyhjiön permeabiliteetti,  $N$  käämikierrösmäärä,  $l_w$  käämityksen pituus,  $b_w$  käämityksen leveys,  $h_w$  käämityksen korkeus ja  $P$  jaettujen käämitysten lukumäärä. Jos muuntajassa on vain yksi ensiö ja yksi toisio  $P = 1$ .

Tämän sydänperheen malleista ETD-sydän (*Economic Transformer Design*) on varta vasten suunniteltu tehomuuntajakäyttöön. ETD sydämessä kahden reunaikeen yhteenlaskettu pinta-ala on yhtäsuuri kuin keskimmäisen ikeen. Tämä edesauttaa vuon jakautumista tasaisesti koko sydämen poikkipinta-alalle. Tällöin sydämen muoto ehkäisee tehokkaasti myös paikallisten kuumien pisteiden syntymistä muuntajasydämeen.

ETD-sydämessä käämit käämitään samalle ikeelle, joka on pyöreän muotoinen. Neliön muotoiselle ikeelle pyöreän johtimen käämiminen jättää kulmiin hieman tyhjää tilaa. ETD-sydämen valintaa puoltaa myös se, että kyseinen malli koostuu kahdesta puolikkaasta. Tällöin käämintä onnistuu helposti, sillä se voidaan tehdä erilliselle kelarungolle.

Kuvassa 17 on esitetty ETD-sydän kaikkine osineen. Sydän koostuu kahdesta identtisestä sydänpuolikkaasta, kelarungosta ja kiristimistä, joilla sydänpuolikkaat kiristetään tiukasti

kiinni toisiinsa. Mahdollinen ilmaväli on keski-ikeessä käämityksen alla, jolloin hajaannus ilmavälissä on mahdollisimman pieni. Kun käämitykset käämitään päällekkäin ensiön ja toision hajareaktanssit saadaan mahdollisimman pieniksi, koska käämien hajavuot muuttuvat tällöin keski-iettä pitkin kulkevan päävuon osiksi. (Nerg 2009)



Kuva 17. ETD-sydämen periaatepiirros, jossa näkymissä kaikki sydämen osat ja miten sydän kootaan. (Epcos 2006a)

Magneettimateriaalina käytetään Siemensin N87 MnZn ferriittiä, joka on yleisesti käytetty juuri kyseessä olevalla teho- ja taajuusalueella. Erikokoisia ETD-sydämiä on saatavilla tästä materiaalista valmistettuina. Tämä mahdollistaa tarvittaessa myös suuren suunnitteluvapauden muuntajaa mitoittaessa.

#### 4.2.2 Vuontiheys sydämessä ja sydämen koko

Valmistajilta on saatavilla käyräsovituspärametreja, joita käyttää muuntajan mitoituksessa. Taulukossa 1 on esitetty MnZn ferriitin käyräsovituspärametrit, jotka saadaan käyräsovituksilla valmistajan datalehdestä löytyviin käyriin.

Taulukko 1. Sydänhäviöiden laskennassa käytettäviä arvoja ja kertoimia MnZn ferriitille. (Nerg 2009)

$B_{\text{sat}}$ [Vs/m <sup>2</sup> ]	$\mu_r$ [Vs/Am]	$\rho$ [ $\Omega\text{m}$ ]	$\rho_c$ [kg/m <sup>3</sup> ]	$K_c$	$\alpha$	$\beta$
0,4	2000	1,0	4800	$1,9 \cdot 10^{-3}$	1,24	2,00

Ensimmäinen tehtävä on määrittää optimaalinen vuontiheys ja selvittää onko se suurempi vai pienempi kuin kyllästysarvo. Tämän jälkeen voidaan laskea sydämen optimaalinen koko.

Liitteessä I on laskettu yhtälöillä (3.15 – 3.17) ja taulukon 1 arvoilla muuntajan optimaaliseksi vuontiheydeksi

$$B_o = 0,0978 \text{ Vs/m}^2.$$

Koska  $B_o < B_{\text{sat}}$ , voidaan käyttää yhtälöä (3.24) optimaalisen sydämen koon määrittämiseksi.

$$A_p = 2,793 \text{ cm}^4.$$

N87 ferriitistä valmistettuja sydämiä on saatavilla monipuolinen valikoima. Ensimmäiset kaksi riittävän suurta vaihtoehtoa ovat ETD44 E ja ETD49 sydämet, joiden koot ovat 3,63 cm<sup>4</sup> ja 5,68 cm<sup>4</sup>. Jälkimmäinen on jo noin kaksinkertainen verrattuna optimaaliseen kokoon, joten tarkastellaan tämän sydämen sopivuutta. ETD49 sydämen pärametrit on esitetty taulukossa 2.

Taulukko 2. ETD49 sydämen strategiset mitat

$l_e$	$A_e$	$V_e$	$m$
114 mm	211 mm <sup>2</sup>	24100 mm <sup>3</sup>	124 g

### 4.2.3 Käämikierrosmäärät ja johtimien koot

Resonanssikonvertteri asettaa ensiön induktanssin suhteen vaatimuksen, että sen on oltava noin suuruusluokkaa 500μH, jotta resonanssikonvertterille saadaan riittävän jyrkkä vahvistuskäyrä ilman lisäkomponentteja.

Määritetään tarvittava määrä käämikierroksia yhtälön (3.13) avulla.

$$N_1 = \frac{u_{1,rms}}{KfBA_e}. \quad (4.6)$$

Yhtälön (4.6) mukaan ensiön käämikierrosmäärä  $N_1$  on kääntäen verrannollinen poikkipinta-alaan  $A_e$  sekä magneettivuontiheyteen  $B$ . Ensiön liitinjännite  $u_{1,rms}$  sekä taajuus  $f$  ovat määrättyjä. Vuontiheytenä käytetään edellä laskettua optimaalista arvoa  $B_o$ .

Induktanssi muuntajan käämissä voidaan laskea yhtälöllä.

$$L = \frac{N^2}{R_m}, \quad (4.7)$$

missä  $R_m$  on reluktanssi. (Nerg 2009)

Yhtälöllä (4.6) saadaan ETD49 sydämelle ensiön kierrosmääräksi

$$N_1 = \frac{u_{1,rms}}{KfBA_e} = \frac{\frac{470 \text{ V}}{\sqrt{2}}}{4,44 \cdot 100 \text{ kHz} \cdot 0,0978 \cdot 2,11 \cdot 10^{-4} \text{ mm}^2} = 36,29. \quad (4.8)$$

Koska osittaisia käämikierroksia ei voi tehdä, käytetään arvoa 36. Tämä nostaa magneettivuontiehyttä hieman ( $B = 0,0985 \text{ Vs/m}^2$ ). Toision käämikierrokset voidaan laskea suoraan muuntosuhteen (yhtälö (4.1)) avulla

$$N_2 = \frac{N_1}{n} = \frac{36}{0.8217} = 44,16 \quad (4.9)$$

Valitaan toision kierrosmääräksi  $N_2 = 44$ . Käytännössä tämä näkyy hieman korotettuna toisiojännitteenä, mutta eron ollessa noin kahden voltin luokkaa tämä ei aiheuta ongelmia vaikka AC-PDM:n modulointi-indeksi hieman laskeekin.

Ensiövirran laskemiseksi tulee selvittää tyhjäkäyntivirta  $I_0$ . Voidaan olettaa, että lähes kaikki tyhjäkäyntihäviöt muodostuvat käytännössä sydänhäviöistä  $P_{Fe}$ . Tyhjäkäyntivirran yhtälöksi saadaan ensiön jännitteen avulla

$$I_0 = \frac{P_{Fe}}{\left(\frac{u_1}{\sqrt{2}}\right)} = \frac{mK_c f^\alpha B^\beta}{\left(\frac{u_1}{\sqrt{2}}\right)} \quad (4.10)$$

ja sen arvoksi  $I_0 = 0,0109 \text{ A}$ .

Ensiövirta voidaan laskea, kun tiedetään toisiovirran ja tyhjäkäyntivirran arvo. Täydessä kuormituksessa ensiön liitinjännite painaa ensiöön lisävirran, jonka suuruus on toisiovirta jaettuna muuntosuhteella. Täydellä kuormituksella toisiossa kulkee virta  $i_{2,rms} = 2,472 \text{ A}$ .

Tämä lisätään tyhjäkäyntivirtaan jolloin ensiön virran arvoksi saadaan  $i_{1,rms} = 3,02 \text{ A}$ .

Yhtälöllä (3.26) saadaan tarvittavaksi virrantiheydeksi  $J = 2,733 \text{ A/mm}^2$ . Tällaisella virrantiheydellä vapaa konvektio riittää hyvin jäähdyttämään muuntajaa. Tähän tietysti vaikuttaa muuntajan sijoittaminen ja kotelointi.



Tarvittava kuparin poikkipinta-ala saadaan jakamalla virta sallitulla virrantiheydellä. Ensiön johtimissa tarvittavan kuparin poikkipinta-alaksi saadaan  $A_{w1} = 1,106 \text{ mm}^2$  ja toision  $A_{w2} = 0,901 \text{ mm}^2$ .

Sekä ensiössä että toisiossa käytetään Litz-lankaa muuntajan korkeasta taajuudesta johtuen. Litz-langat muodostuvat useista ohuista säikeistä, jotka ovat paljon tunkeutumissyvyyttä pienempiä. Tästä syystä läheisyysvaikutus ja virranajo eivät koidu ongelmaksi Litz-lankaa käytettäessä.

Litz-langalla kuparin täyttökerroin  $k_{cu}$  on vähintään 0,3. Laskemalla tällä arvolla johtimien ulkohalkaisijat saadaan niiden arvoiksi  $d_{w1} = 2,2 \text{ mm}$  ja  $d_{w2} = 2,0 \text{ mm}$ .

#### 4.2.4 Häviöiden ja hyötysuhteen laskenta sekä induktanssin arvon tarkistus

Muuntajan häviöt muodostuvat sekä johtimissa tapahtuvista kuparihäviöistä että sydämen rautahäviöistä. Liitteessä I on laskettu kuparihäviöt molemmille käämeille yhtälöllä (3.19). Kokonaiskuparihäviöiksi maksimikuormituksella saadaan

$$P_{Cu} = P_{Cu,1} + P_{Cu,2} = 0,8065 \text{ W} + 0,6552 \text{ W} = 1,4617 \text{ W}. \quad (4.11)$$

Lasketaan muuntajassa tapahtuvat häviöt täydellä kuormituksella. Ferriiteille verrattain matalilla taajuuksilla ei sydämessä synny merkittäviä pyörrevirtahäviöitä. Rautahäviöiden laskennassa käytetään yhtälöä (3.20). Liitteessä I on laskettu sydämessä tapahtuviksi rautahäviöiksi  $P_{Fe} = 3,626 \text{ W}$ . Näin ollen kokonahäviöiksi muuntajassa maksimikuormalla saadaan

$$P_d = P_{Fe} + P_{Cu} = 3,626 \text{ W} + 1,462 \text{ W} = 5,088 \text{ W} \quad (4.12)$$

Hyötysuhteen laskemiseksi on laskettava muuntajan nimellinen näennäisteho. Täydellä kuormituksella muuntajan nimellinen näennäisteho on

$$S_n = \left( \frac{u_1 \cdot \frac{N_2}{N_1}}{\sqrt{2}} + u_{\text{kytkimet}} \right) \cdot I_2 = \frac{470 \text{ V} \cdot \frac{44}{36}}{\sqrt{2}} \cdot 2,462 \text{ A} = 1000 \text{ VA} . \quad (4.13)$$

Muuntajan hyötysuhde voidaan määrittää viitteen (Aura 1994) mukaan yhtälöllä

$$\eta = \frac{k \cdot S_n \cos \varphi}{k \cdot S_n \cos \varphi + k^2 P_{\text{kn}} + P_r} , \quad (4.14)$$

missä  $S_n$  on toision nimellinen näennäisteho,  $\cos \varphi$  kuorman tehokerroin,  $P_{\text{kn}}$  nimellispisteen kuormitushäviöt ja  $P_{\text{Fe}}$  sydämen häviöt.

Kuormituskerroin  $k$  määritetään yhtälöllä

$$k = \frac{i}{i_n} , \quad (4.15)$$

missä  $i$  on kuormitusvirta ja  $i_n$  nimellisvirta.

Taulukossa 3 on esitetty muuntajan hyötysuhteet eri tehokertoimilla ja kuormituskertoimen arvolla  $k = 1$ .

Taulukko 3. Muuntajan laskennalliset hyötysuhteet tehokertoimien mukaan nimellisvirralla kuormitettuna.

Hyötysuhde	Tehokerroin
0	0
0,9520	0,1
0,9754	0,2
0,9835	0,3
0,9875	0,4
0,9900	0,5
0,9917	0,6
0,9928	0,7
0,9937	0,8
0,9944	0,9
0,9950	1,0

Taulukon arvoista nähdään, että hyötysuhde säilyy vähintään 99 %:ssa tehokertoimen arvoon 0,5 asti. Voidaan todeta hyötysuhteen olevan käytännössä kaikissa kuormitusolosuhteissa 99 % tai suurempi.

Muuntajan ensiön induktanssi voidaan tarkistaa yhtälöllä (4.7)

$$L = \frac{N^2}{R_m} = \frac{36^2}{\frac{0,144\text{m}}{2000 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{V_s}{\text{Am}} \cdot 2,11 \cdot 10^{-4} \text{m}^2}} = 6,1 \text{ mH} \quad (4.16)$$

Havaitaan, että muuntajan ensiön induktanssi ei ole lähelläkään vaadittua. Induktanssia voidaan pienentää lisäämällä muuntajaan ilmväli. ETD49 sydäntä on saatavilla valmistajan (Epcos) mukaan 0,20; 0,5; 1,0 ja 2,0 mm ilmvälillä. Eri ilmväleillä lasketut induktanssit on esitetty taulukossa 4.

Taulukko 4. ETD49 sydämen ensiöinduktanssit mahdollisilla eri ilmväleillä

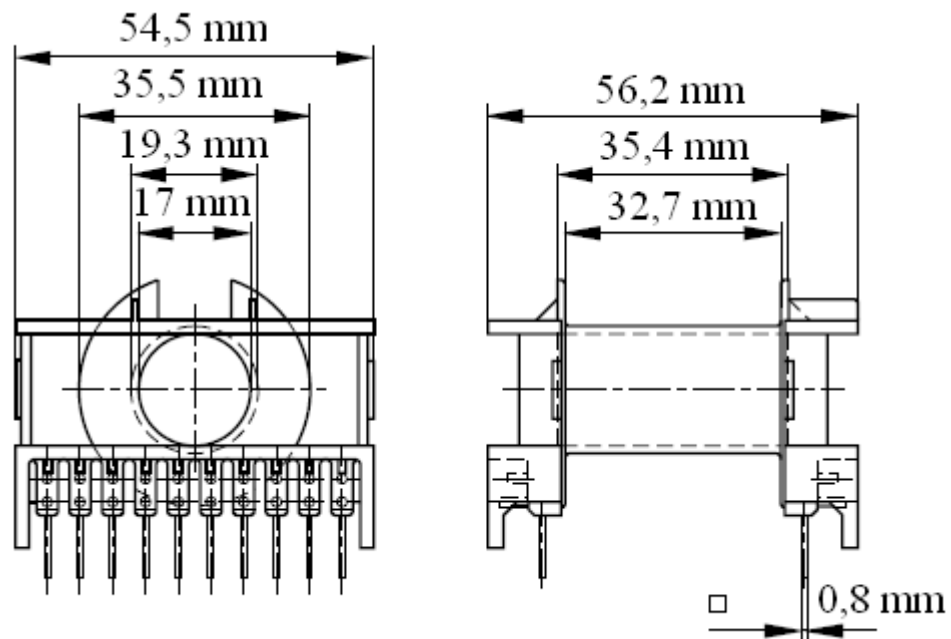
Ilmväli	$g = 0,2 \text{ mm}$	$g = 0,5 \text{ mm}$	$g = 1,0 \text{ mm}$	$g = 2,0 \text{ mm}$
induktanssi	$L \approx 1,3 \text{ mH}$	$L \approx 617 \text{ } \mu\text{H}$	$L \approx 325 \text{ } \mu\text{H}$	$L \approx 167 \text{ } \mu\text{H}$

Lähimpänä haluttua arvoa  $L_1 = 500 \mu\text{H}$  on 0,5 mm ilmavälillä saatava arvo  $L = 617 \mu\text{H}$ .

Ilmavälin vaikutus muuntajan hyötysuhteeseen on negatiivinen. Tämä selittyy sillä, että ilmaväliä kasvatettaessa magnetointi-induktanssi muuntajassa pienenee. Tällöin muuntaja ottaa enemmän magnetointivirtaa, jolloin käämityksen häviöt kasvavat. Lisäksi ilmavälin myötä hajavuo kasvaa, jolloin saman jännitteen indusoimiseksi toisioon kuin ilmavälittömässä muuntajassa, tarvitaan suurempaa vuota. Tämä näkyy hieman suurempana kuormitusvirtana. Kuitenkin voitaneen olettaa, että pienen ilmavälin lisääminen ei laske hyötysuhdetta merkittävästi.

#### 4.2.4 Toteutettavuus

Tarkastellaan muuntajan toteutettavuutta. ETD49 muuntajasydämen kelarunko ja sen dimensiot on esitetty sivusuunnasta kuvassa 18.



Kuva 18. ETD49 sydämen kelarungon dimensioita. (Epcos 2006b)

Kuvasta 18 nähdään, että käämitykselle jää sivusuunnassa tilaa 32,7 mm. Muuntajan ensiön johtimen ulkohalkaisija on 2,2 mm ja kierrosmäärä 36. Tämä tarkoittaa, että vieriviereen käämitty ensiökäämi vaatii tilaa noin 79,2 mm. On siis täysin selvää, että käämitys ei mahdu kyseisen sydämen kelarungolle yhteen kerrokseen. Pystysuunnassa tilaa

on noin 8,1 mm. Ensiön johtimen halkaisijan ollessa 2,2 mm ja toisioiden 2 mm vaativat ne kukin käämi yhteen kerrokseen käämittynä tilaa 6,2 mm, jolloin käämirungolle mahtuisi kolme käämiä ja eristys näiden väliin.

Käämien saaminen yhteen kerrokseen vaatii sekä kierrosmäärän laskemista että virrantiheyden nostamista. Kierroksia ei voida laskea määrättömästi, sillä magneettivuontiheys nousee muutoin liian suureksi. Virrantiheyttä nostamalla voidaan johtimien poikkipinta-alaa pienentää, jolloin paine pienentää käämikierrosten määrää laskee. Käytännössä virrantiheyttä voitaneen nostaa suhteellisen paljon ilman jäähdytystarpeen radikaalia lisäystä, sillä toisiossa kuormitusaste on noin puolet. Tämä johtuu siitä, että toision käämejä käytetään vuorotellen. Magneettivuontiheyden nousua voidaan myös rajoittaa sydäntä kasvattamalla, sillä vuontiheys on kääntäen verrannollinen sydämen poikkipinta-alaan nähden. Suuremmalle sydämelle mahtuu enemmän kierroksia.

### 4.3 Korjattu mitoitus

Suoritetaan muuntajan mitoitusta uudestaan toteuttamalla kohdassa 4.2.4 mainitut kolme toimenpidettä.

#### 4.3.1 Sydän, käämikierrokset ja virrantiheys

ETD49 sydämellä nostamalla virrantiheys ensiossa noin  $6 \text{ A/mm}^2$  saadaan johtimen halkaisijaksi hieman alle 1,5 mm. Tällöin käämikierroksia mahtuu sydämelle 21 yhteen kerrokseen. Tällöin kuitenkin kellarungolle jäisi ylimääräistä tilaa noin 1,2 mm. Mikä hankaloittaa käämien päiden ulostuontia, mikä on tarkoitus tehdä kellarungon päätyjen läpi.

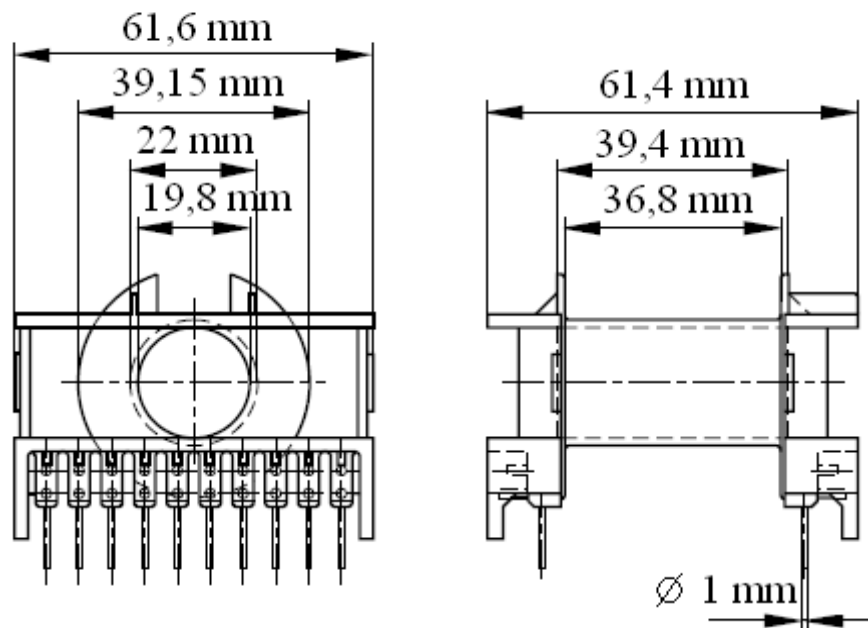
Magneettivuontiheys on tällöin  $\hat{B} = 0,239 \text{ T}$ . Tällä arvolla sydämen häviöt nousevat yli 10 W:n, jolloin muuntajan maksimihyötysuhde nimellispisteessä painuu alle 99 %:n. Käytetään tästä syystä suurempaa sydäntä.

Taulukossa 5 on esitetty kokoa suuremman ETD54 sydämen parametreja ja kuvassa 19 on puolestaan esitetty ETD54 sydämen kellarungon dimensiot.

Taulukko 5. ETD54 sydämen strategiset mitat

$l_e$	$A_e$	$V_e$	$m$
127 mm	280 mm <sup>2</sup>	35600 mm <sup>3</sup>	180 g

ETD54 sydämen kelarungon leveys on 36,8 mm. Tällöin 21 kierroksesta koostuvan ensiökäämin lisäksi tilaa jää vielä noin 5,3 mm. Ensiökäämin päiden ulostuonti onnistuu helpommin, kun käytössä on enemmän tilaa.



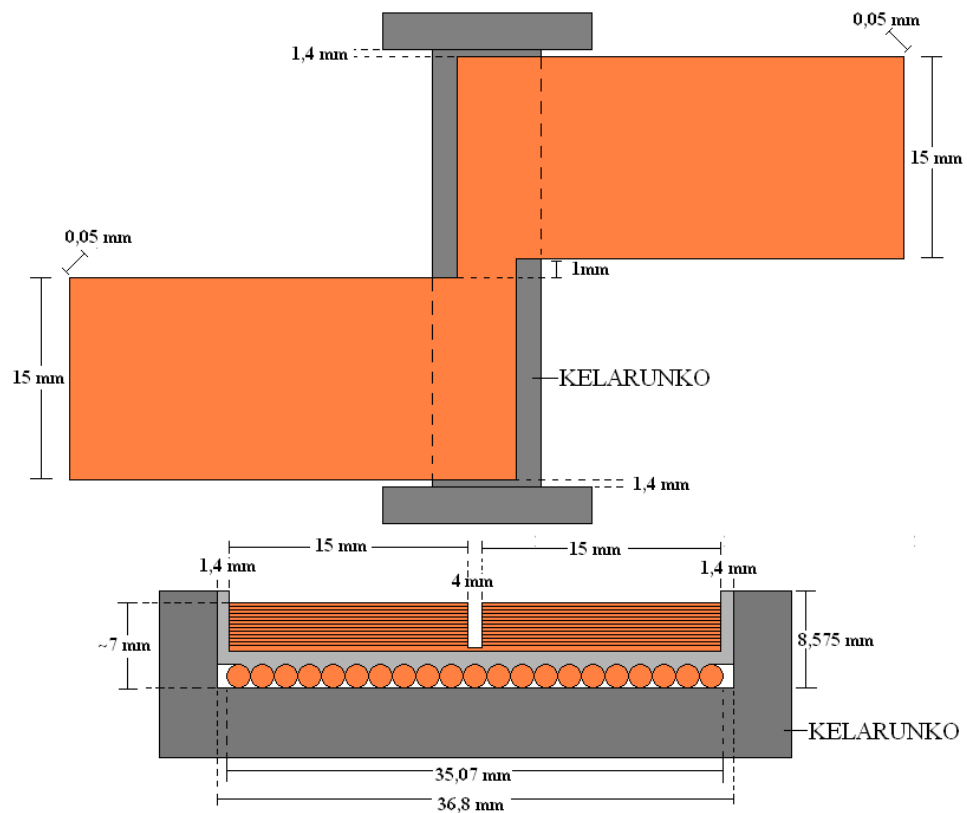
Kuva 19. ETD54 sydämen kelarungon dimensiot. (Epcos 2006c)

Vaihtoehtoisesti, kun ensiön käämikierroksille käytetään arvoa  $N_1 = 21$ , voidaan käyttää suurempaa johdinta, jolloin virrantiheyttä ei tarvitse nostaa niin paljon. Magneettivuontiheys on tällöin  $\hat{B} = 0,180$  T, jolloin yhtälöllä (3.21) lasketut sydänhäviöt jäävät arvoon  $P_{fe} = 8,78$  W.

Johtimena käytetään BLOCK yhtiön valmistamaa Litz-lankaa, jonka efektiivinen poikkipinta-ala on  $0,707$  mm<sup>2</sup>. Päällystämällä lanka kutistussukalla saadaan se eristettyä. Tällöin langan ulkohalkaisija asettuu arvoon  $\sim 1,8$  mm. Litistämällä lankaa hieman, sen

leveys putoaa 1,67 mm, jolloin kaikki 21 kierrosta mahtuvat muuntajaan. Kyseisellä johtimella ensiön virrantiheys on noin  $4,3 \text{ A/mm}^2$ .

Toisioiden käämikierrosmääräksi tulee  $N_{2,3} = 26$ . Tämä nostaa toisiojännitteet arvoon 580 V, mutta tällöin virta toisioissa pienenee. Toisiokäämityksissä käytetään johtimena foliokäämitystä. Käyttämällä hyvin ohutta foliota suurtaajuushäviöt johtimessa eivät muodostu ongelmaksi. Kuvassa 20 on esitetty muuntajan käämitysten toteutus periaatteessa, kun ensiössä johdin on Litz-lankaa ja toisiossa foliota.



Kuva 20. Muuntajan käämien sijoittelu kelarungolle. Vaaleanharmaa alue käämien välissä kuvaa eristettä.

Koska ensiön johdinta litistetään sivusuunnassa, sen korkeus kasvaa hieman. Tämän vuoksi muuntajaikkuna tulee hyvin täyteen käämitystä. Toisioissa käytettävä folio on mitoiltaan  $0,05 \text{ mm} \times 15 \text{ mm}$ . Tällöin toisioissa virrantiheyden maksimiarvo jää noin  $3,2 \text{ A/mm}^2$ . Käämien väliin jäävä muutaman millin levyinen alue täyttyy käytännössä folion käämikierrosten eristykseen käytettävästä polyuretaaniteipistä. Teipin on oltava hieman leveämpää kuin folio, jotta sillä voidaan suojautua myös toisioiden väliseltä oikosululta.

Valmistamalla toisiokäämitys kuvan 20 mukaisesti voidaan myös toisiokäämitysten hajainduktanssien erot saattaa mahdollisimman pieneksi. Mikäli hajainduktanssit eroavat reilusti toisistaan, toision jännite kelluu nollakohdan ympärillä. Tämä on hyvin ei-toivottava tilanne. Leikkaamalla ja käämimällä foliot symmetrisesti hajainduktansseista pitäisi teoriassa tulla likimain yhtä suuria.

#### 4.3.2 Häviöt ja hyötysuhde

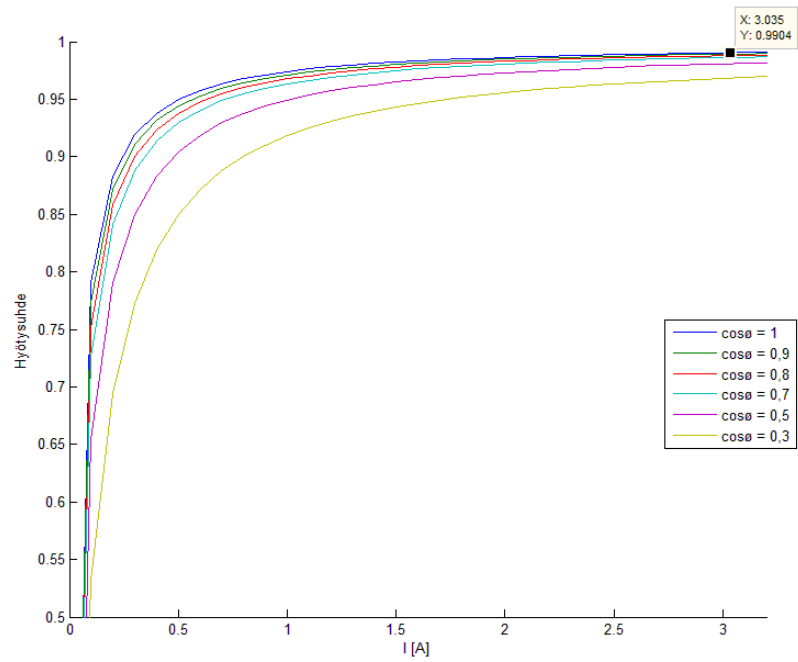
Muuntajan häviöt lasketaan yhtälöiden (3.19 – 3.21) ja hyötysuhde yhtälön (4.15) avulla. Laskut on suoritettu liitteessä I ja tulokset on koottu taulukkoon 6. Hyötysuhteet on taulukoitu liitteeseen I.

Taulukko 6. Muuntajan häviöt, läheisysefektikerroin ja hyötysuhde.

$P_{Fe}$	$P_{Cu}$	$P_{Cu,1}$	$P_{Cu,2,3}$	$P_{kok}$	$k_p$	$\eta$ ( $\cos\varphi = 0,8$ )
8,78 W	1,04 W	0,538 W	0,506 W	9,82 W	1,26	98,86 %

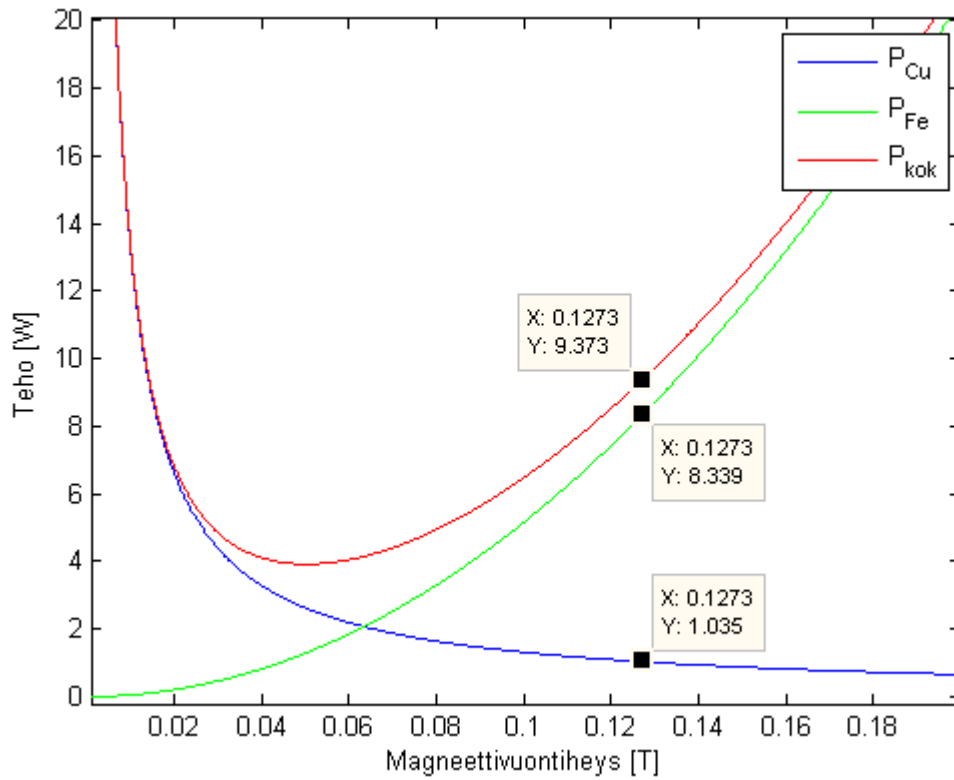
Taulukon 6 tiedoista havaitaan, että muuntajan teoreettinen hyötysuhde on hieman alle 99 %, mikä oli myös tavoiteltu. Läheisysefektikerroin  $k_p$  nostaa toision kuparihäviöitä 26 %, mutta häviöiden ollessa pienet tämä vaikutus ei laske muuntajan hyötysuhdetta merkittävästi. Muuntajan hyötysuhteet eri tehokertoimilla kuormituksen funktiona on esitetty kuvassa 21.





Kuva 21. Muuntajan hyötysuhde kuormituksen funktiona eri tehokertoimilla.

Muuntajan häviöiden suhdetta toisiinsa on havainnollistettu kuvassa 22.



Kuva 22. ETD54 sydämelle käämityn muuntajan häviöt.

Kuvan 22 perusteella voidaan todeta, että muuntajaa ei ole mitoitettu optimipisteeseen. Muuntajan hyötysuhde on suurimmillaan, kun sydämen häviöt ja käämityksen häviöt ovat yhtä suuret. Kuvan 22 tapauksessa näin ei kuitenkaan ole. Eroa kokonaishäviöiden  $P_{\text{kok}}$  minimin ja pisteen, jossa  $P_{\text{Fe}}$  ja  $P_{\text{Cu}}$  ovat yhtä suuret, välillä on noin 200 mW. Tämä johtuu luultavasti pyöristysvirheistä, jotka ovat kertautuneet laskennan yhteydessä. Lisäksi 0,2 mm ilmavälin lisääminen muuntajaan lisää häviöitä hieman.

#### 4.4 Toiminta

Muuntajan induktanssit mitattiin Lappeenrannan teknillisen yliopiston Elektroniikan suunnittelukeskuksen signaalianalysaattorilla. Tulokset on esitetty taulukossa 7.

Taulukko 7. Singaalianalysaattorilla mitatut muuntajan induktanssit sekä ensiön ja toisioiden välinen kapasitanssi.

$L_1$	$L_{2,3}$	$L_{\sigma 1}$	$L_{\sigma 2,3}$	$C_{1-2}$
565 $\mu\text{H}$	877 $\mu\text{H}$	10 $\mu\text{H}$	16 $\mu\text{H}$	80 pF

Ensiöinduktanssin kohdalla mitattu arvo eroaa teoreettisesta ollen noin 4,1 % pienempi. Toisioiden kohdalla eroa on hieman vähemmän, noin 2,9 %. Myös hajainduktanssien kohdalla on eroa, mutta päinvastaiseen suuntaan. Mitatut hajaindeksit ovat hieman teoreettisia suurempia. Tämä johtuu siitä, että saatavilla ei ollut N87 materiaalista valmistettuja ilmavälillisiä muuntajasydämiä. Tästä syystä sydämenä käytetään N97 ferriitistä valmistettua sydäntä. Valmistajan mukaan tällä sydämellä häviöominaisuudet ovat N87 materiaalia paremmat, mikä todennäköisesti pienentää sydänhäviöitä hieman. Muuntajaan joudutaan siis tekemään ilmaväli itse. Tällöin magneettinen hajaannus lisääntyy hieman, mikä puolestaan kasvattaa hajainduktansseja. Tämä vaikeuttaa resonanssikonvertterin ohjausta hieman, mutta se ei muodostu ongelmaksi.

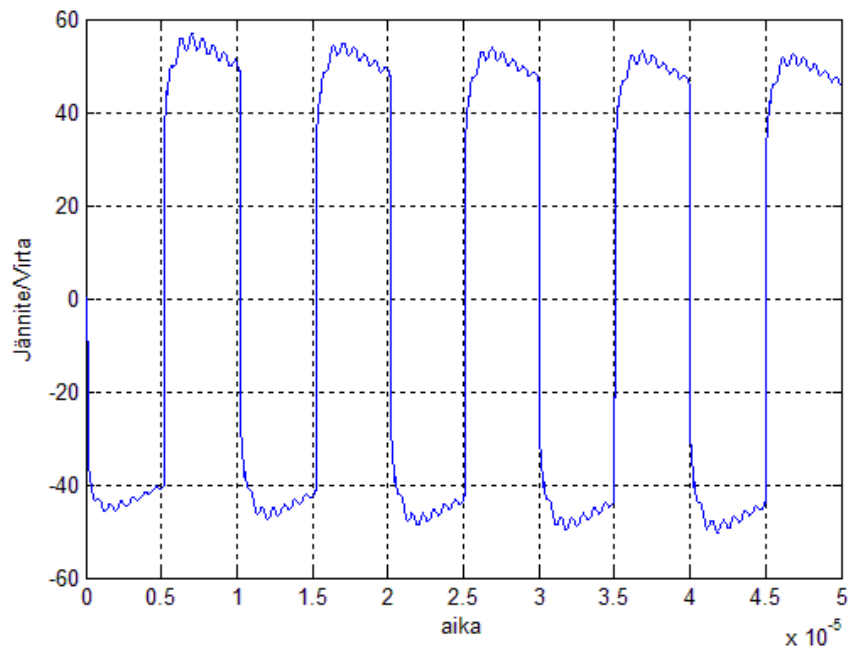
Ensiö- ja toisioinduktanssien kohdalla eroon vaikuttaa edellä mainitun lisääntyneen hajaannuksen lisäksi myös mittalaite itsessään. Mittalaitteissa on aina jonkinlainen epävarmuus ja usein on mahdollista, että mittaus itsessään vaikuttaa tulokseen. Kuitenkin induktanssien sekä käämitysten välisen kapasitanssien mittaustulosten perusteella muuntajan mitoitusta voidaan näiltä osin pitää onnistuneena.

Ensiön ja toision välinen kapasitanssiarvo on verrattain pieni, noin  $C_{1-2,3} = 80$  pF. Sovelluksessa olevilla virroilla ja jännitteillä saadaan arvioitua, että kapasitanssin kautta siirtyy noin 0,5 % tehoa täydellä kuormituksella.

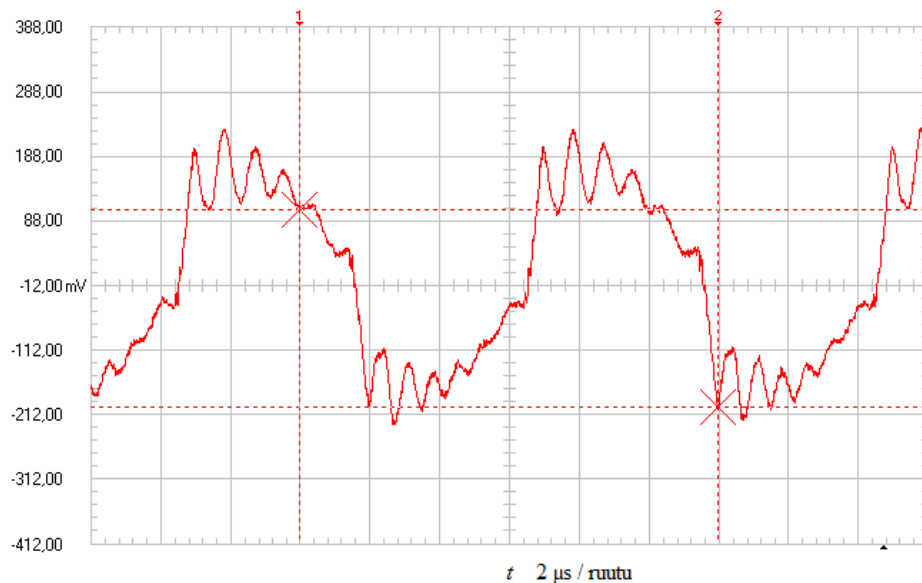
#### 4.5 Asetettujen vaatimusten täyttäminen

Foliokäämityksen käyttäminen muuntajan toisiossa on teoriassa toimiva menetelmä. Resonanssikonvertterin lähtöön aiheutuu kuitenkin hieman yli 1 MHz:n väreitä. Tämä häiriö aiheutuu resonanssipiirissä olevista resonanssikomponenteista sekä loiskomponenteista. Simulointien perusteella suurin väreiden aiheuttaja on muuntajan ensiön ja toision välinen kapasitanssi  $C_{1-2,3}$ . Kuvissa 23 ja 24 on esitetty simulointi- ja mittaustulokset muuntajan ensiöstä, kun resonanssikonvertteria syötetään jännitteellä  $U_{DC} = 100$  V.

Simulointi antaa muuntajan ensiöön syötettävän jännitteen huippuarvoksi reilusti enemmän kuin kuvasta 24 voidaan todeta. Kuvan 24 perusteella muuntajalle tulee noin 18 V jännitettä. Tämä johtuu siitä, että resonanssikonvertteri ei loiskomponenteista johtuen toimi resonanssipisteessä. Tästä syystä se ei pysty syöttämään virtaa kovin paljon, mikä näkyy pienenä jännitteenä lähdössä. Simulointimallissa ei ole otettu huomioon komponenttien ja piirilevyn välisiä kapasitansseja ja induktansseja, jotka vaikuttavat resonanssitaajuuteen. Tällöin resonanssikonvertteri ei myöskään kytke ZVS-tilassa, jolloin kytkimet lämpenevät huomattavasti ja lähes kaikki teho kuluu kytkinten lämpenemiseen.

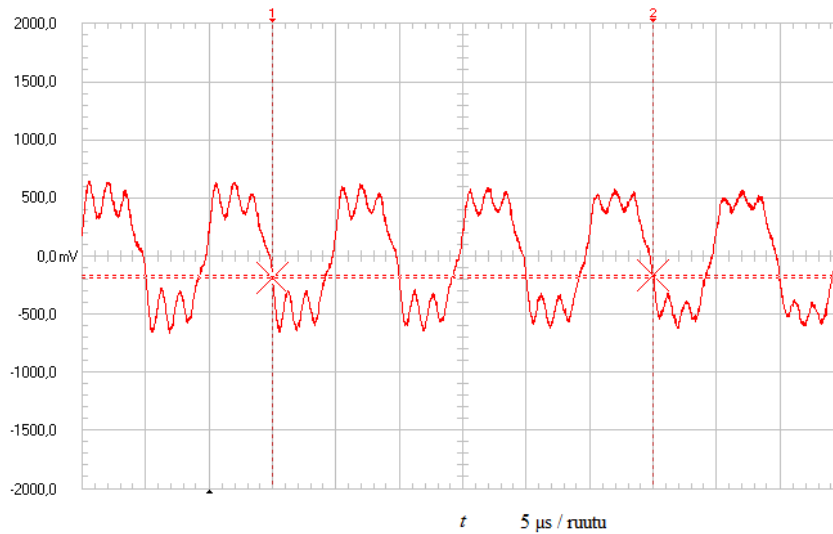


Kuva 23. Simulointitulokset muuntajan ensiölle tulevasta jännitteestä, kun muuntajan ensiön ja toision väliin lisätään kapasitanssia.



Kuva 24. Muuntajan ensiön jännite, kun resonanssikonvertteria syötetään  $U_{DC} = 100$  V. Jännite on skaalattu 1/95.

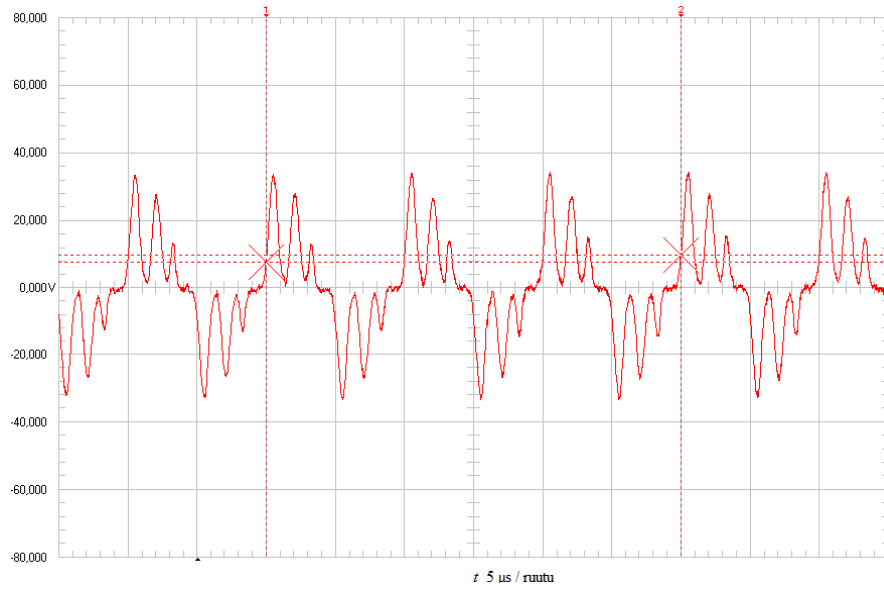
Ongelma voidaan ratkaista käämimällä muuntajan toisio folion sijaan litz-langasta. Tällöin ensiön ja toision välisen kapasitanssin voidaan olettaa pienenevän huomattavasti. Kuvassa 25 on esitetty muuntajan ensiön jännite, kun muuntajan toisio on käämitty myös litz-langasta.



Kuva 25. Litz-toisioisen muuntajan ensiön jännite. Resonanssikonvertterin syöttöjännite on  $100 \text{ V}_{\text{DC}}$ . Jännite on skaalattu  $1/95$ .

Litz-toisioisella muuntajalla resonanssikonvertteri toimii huomattavasti paremmin, kuin foliotoisioisella. Ensiön kytkimet eivät juuri lämpene verrattuna edelliseen muuntajaan. Lisäksi resonanssikonvertteri kykenee syöttämään enemmän virtaa ja sen lähtöjännite on suurempi. Olettamalla, että kuvan 25 jännite vastaa kuvan skaalassa ( $1/95$ ) huippuarvoltaan  $500 \text{ mV}$  olevaa kantiaaltoa, voidaan jännitteen tehollisarvoksi arvioida noin  $48 \text{ V}$ . Oletamus perustuu siihen, että kuvan käyrämuoto värähtelee  $500 \text{ mV}$  ympärillä. Käyrämuoto myös muistuttaa simulointituloksia paljon enemmän kuin foliotoisioisen muuntajan tapauksessa.

Kuvan 25 käyrämuoto vastaa tilannetta, jossa resonanssikonvertteria ei kuormiteta. Ensiölle syötettävä käyrämuoto vaihtelee voimakkaasti kuormituksen mukaan. Kuvissa 26 ja 27 on esitetty ensiöstä mitattu käyrämuoto, kun resonanssikonvertterin syöttöjännite on  $U_{\text{DC}} = 270 \text{ V}$ . Kuvassa 26 jännitteessä perusaalto hukkuu suurempitaajuiseen häiriöön lähes kokonaan eikä käyrämuoto muistuta juuri kuvan 25 tapausta. Kuvassa 27 on nähtävissä tilanne, kun referenssisignaali vaihtaa merkkiään. Kuvan vasemmassa laidassa käyrämuoto muistuttaa kuvan 25 käyrämuotoa. Tämä käyrämuoto toteutuu nollakohdan läheisyydessä. Tällöin kumpikaan toision kytkinpareista ei johda ja oikosulkukytkin johtaa. Tämän jälkeen, kun syklokonvertteri alkaa päästää pulsseja läpi, äkillinen kuormituksen kasvu saa resonanssikonvertterin lähtöjännitteen taas värähtelemään voimakkaasti.



Kuva 26. Ension jännite, kun resonanssikonvertteria syötetään 270 V<sub>DC</sub> jännitteellä. Kuvan mittauksessa on käytetty 10-kertaista mittapäätä, joten skaalaus tässä kuvassa on 10/95.



Kuva 27. Ension jännite, kun resonanssikonvertteria syötetään 270 V<sub>DC</sub> jännitteellä. Kuva on otettu erilaisesta kuormitusilanteesta (referenssi ylittää nollakohtan ja vaihtaa polariteettia), kuin kuva 26. Jännite on skaalattu 10/95.

#### 4.5.1 Kustannukset

Muuntajan komponenttien hinnat on koottu taulukkoon 8.

Taulukko 8. Muuntajan komponenttien tilaushinnat.

Epcos ETD54 N97	BLOCK-Trafo Litz	Chromerics kuparifolio	3M polyesteriteippi
5,05 €	19,90 €/rulla	63,01 €/rulla	4,94 €/rulla

Selkeästi kallein yksittäinen osa muuntajasta on foliokäämityksen rulla. Metrihinnaltaan foliokäämitykselle muodostuu hinta 3,84 €/m. Litz-langan metrihinnaksi saadaan noin 55 snt/m. Eristeteipin metrihintana on noin 7,5 snt/m. Taulukossa 6 esitetyissä hinnoissa ei ole huomioitu rahdin osuutta.

Muuntajan ensiöön kului noin 2 m johdinta ja molempiin toisioihin noin 2,5 m. Toisioihin kului myös yhtä paljon eristeteippiä. Muuntajan kustannukset komponenttien osalta on koottu taulukkoon 7.

Muuntajan kokonaishinta on suomalaisten pyöristyskäytäntöjen mukaan 25,75 €. Selkeästi kallein osa-alue on toisiossa käytetty kuparifolio, joka muodostaa 74,6 % muuntajan kokonaiskustannuksista. Syy tähän selviää kappaleen 4.2 kuvasta 20. Tarve saada muuntajan toisiokäämitys mahdollisimman symmetriseksi johti ratkaisuun leikata toisiofolio samasta arkista kuvan 20 mukaisesti. Tästä syystä kapeamman ja siten myös halvemmän folion käyttäminen ei ollut mielekäs vaihtoehto. Muuntajan hinta kokonaisuudessaan ja eri komponenttien osalta on koottu taulukkoon 9.

Taulukko 9. Muuntajan sekä sen komponenttien hinnat.

Sydän	5,05 €
Ensiökäämi	1,1 €
Toisiokäämien kupari	19,2 €
Toision eristeteippi	0,38 €
Yhteensä	25,73 €

Tässä kustannusarviossa ei ole otettu työn osuutta huomioon, sillä tämä nostaisi muuntajan hinnan moninkertaiseksi. Työn osuutta laitteen kustannuksessa ei tarkastella, koska kyseessä on opinnäytetyö. Opinnäytetyön ollessa itsessään oppimisprosessi ei työn kustannuksilla ole merkitystä muuntajan rakentamisen osalta.

Litz-toisioisen muuntajan kustannukset ovat paljon pienemmät, kuin foliosta käämityn. Toision hinnaksi tulee noin 2,75 €, mikä on noin 14 % toisioon kuluvan folion hinnasta. Näin ollen litz-langasta käämityn muuntajan kokonaishinnaksi komponenttien osalta muodostuu noin 9,3 €, mikä on vain noin 36 % foliosta käämityn muuntajan hinnasta.

#### 4.5.2 Hyötysuhdemittaus

Muuntajan toisiokäämityksen johdintyyppiä vaihtamalla muuntajaa syöttävä resonanssikonvertteri saadaan toimimaan paremmin. Konvertteri ei kuitenkaan kytkä pehmeästi, joten kytkentähäviöt ovat huomattavat. Lisäksi resonanssikonvertterin tuottama käyrämuoto ei muistuta siniä lainakaan vaan värähtelee voimakkaasti.

Myös toision syklokonvertterin kytkimet lämpenevät voimakkaasti, johtuen resonanssikonvertterin lähtöjännitteen väreestä. Tasaisempi siniaalto olisi nollassa tai hyvin lähellä sitä kytkentähetkellä, mutta värähtelevällä jännitteellä kytkentähetkelle ajoittuu suuri jännitepulssi, jolloin kytkeminen ei tapahdu nolajännitteellä.

Kuormituksesta riippuen, maksimissaan vain noin 1/3 tehosta saadaan siirrettyä kuormalle. Loppu tehosta kuluu lämpönä kytkimissä. Koska laitetta ei voitu ajaa edes puolella sen nimellistehosta, ei muuntajan hyötysuhdetta ole kovin järkevää lähteä analysoimaan. Etenkin, kun ensiön käyrämuoto ei muistuta toivottua, johtuen resonanssikonvertterin toimimattomuudesta.

Käytännössä puolella nimellistehosta tehdyistä mittauksista voi tehdä jonkinasteisia arvioita nimellispisteen hyötysuhteesta, mutta koska tähän ei päästä, eikä ole saatavilla valmista teholähdettä, josta saa 100 kHz siniaaltoa 1 kVA teholla, ei tämän työn puitteista voida muuntajan hyötysuhdetta tarkistaa mittaamalla.



## 5 MAHDOLLISUUDET MUUNTAJAN HYÖTYSUHTEEN NOSTOON

Mahdollisuudet nostaa muuntajan hyötysuhdetta tässä sovelluksessa ovat pienet. Käytännössä hyötysuhdetta voitaneen nostaa prosentin osia, mutta sekin on haastava tehtävä.

Käyttämällä pienempää jännitettä ja suurempaa virtaa voisi olla mahdollista päästä lähelle optimaalista mitoituspistettä, jolloin sydämen häviöt  $P_{Fe}$  ja käämityksen häviöt  $P_{Cu}$  olisivat yhtä suuret. Ongelmaksi tässä kuitenkin muodostuu suuren virran aiheuttama tarvittavan johtimen poikkipinta-alan kasvu. Tämä heijastuu suoraan käytettävän muuntajasydämen kokoon, sillä kovin suurilla johtimilla ei kolmea käämiä saa ahdettua samalle sydämelle ellei sydäntä kasvateta huomattavasti. Tämä tietysti lisää sydämen massaa, joka puolestaan kasvattaa häviöitä. Pienemmällä jännitteellä magneettivuontiheys sydämessä on pienempi, mikä antaa suuremman varan pienentää käämikierrosmääriä.

Kuitenkin kyseisessä sovelluksessa muuntajaa syötetään resonanssikonverterterilla, jossa lähdössä on sarjaresonanssiipiiri. Teoriassa sarjaresonanssiipiiri suodattaa resonanssitaajuudellaan pois kaikki muut taajuudet paitsi kyseisen signaalin perustaajuuden. Tuotetun kanttiaallon positiivinen ja negatiivinen huippuarvo on  $\hat{u}_{\text{kantti}} = \pm 375 \text{ V}$ . 100 kHz taajuudella lähtösignaalin amplitudi voidaan laskea Fourierin-sarjalla.

Liitteessä II on laskettu perusaallon amplitudiksi  $u_1 = 477,46 \text{ V}$ . Käytettävällä topologialla ei lähtöjännitteen amplitudia voida juurikaan laskea, koska muutoin jouduttaisiin resonanssikonverterteria ajamaan yli tai alle resonanssitaajuudella. Tällöin myös magnetointi-induktanssi osallistuisi resonanssiin, jolloin resonanssitaajuus vaihtelisi ylemmän ja alemman taajuuden välillä. Tämä puolestaan johtaa hyvin hankalaan ohjaukseen.

Käyttämällä erilaista sydäntä muuntajan hyötysuhdetta voisi olla mahdollista nostaa hyvin vähän. Tämäkin kuitenkin on arveluttava keino jo pelkästään muuntajan lämpenemän takia. Käytetyssä ETD-sydämessä sydämen muoto estää paikallisten kuumien pisteiden syntymisen paremmin kuin muissa sydänmalleissa. Valikoimakaan tehomuuntajissa ei ole kovin suuri, sillä viitteen (TDK 2010) mukaan suositeltavia tehomuuntajan sydämiä ovat

E-, ETD- tai PQ-sydämet, kun planaarihuuntaja ei ole vaihtoehtona. Toisaalta viitteen (Vacuumschmelze 2003) mukaan myös toroidien käyttö on yleistynyt jatkuvasti.

Epcosin valikoimassa saman kokoluokan, kuin sovelluksessa käytetty ETD54, PQ50-sydämessä massa on vain noin 5 % ja poikkipinta-ala noin 18 % suurempi ja itse sydän pinta-aratulon mukaan noin 30 % suurempi. Tällöin PQ50-sydämellä saataisiin hieman pienemmät sydämen häviöt, sillä suurempi poikkipinta-ala laskee magneettivuontiheyttä prosentuaalisesti enemmän kuin sydämen massa kasvaa.

Kelarungolla korkeussuunnassa käämitykselle jää muutama milli enemmän tilaa molemmin puolin, mutta pituussuunnassa tilaa on useampi milli vähemmän. Tällöin kolmen käämin käämiminen PQ-sydämelle on vähintäänkin arveluttavaa, jos ei jopa mahdotonta kyseissä sovelluksessa. Lisäksi PQ-sydämen muodon takia käämityksen ja siten myös sydämen jäähdyttäminen todennäköisesti muodostuisi ongelmaksi, sillä PQ-sydämen sivuikheet peittävät käämistä enemmän kuin ETD-sydämessä. Näin ollen ainoa käytettävissä oleva vaihtoehto hyötysuhteen nostamisessa lienee amorfisen sydänmateriaalin käyttäminen.

### 5.1 Amorfisen ja nanokiteinen sydänmateriaali

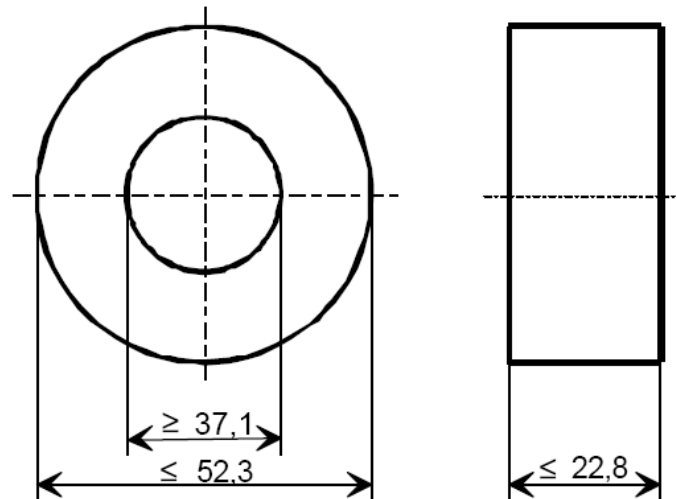
Amorfisilla sydänmateriaaleilla on pienemmät häviöt samalla teho- ja taajuusalueella kuin ferriiteillä lisäksi kyllästysvuontiheydet ovat jopa yli kaksinkertaisia. Viitteen (Vacuumschmelze 2003) mukaan 100 kHz taajuudella, huoneenlämpötilassa, kun  $B = 0,2$  T, häviöt VITROVAC 6030 F sydänmateriaalilla ovat luokkaa 35 – 40 mW/g. Vastaavan teho- ja taajuusluokan ferriiteillä viitteen mukaan häviöt ovat luokkaa 80 – 180 mW/g. Lähteeseen täytyy kuitenkin suhtautua jonkin verran kriittisesti, sillä kyse on valmistajan omasta amorfisten sydänmateriaalinen ominaisuuksia käsittelevästä datalehdessä, joka voidaan luokitella mainosmateriaaliksi.

Vaikka amorfisten sekä nanokiteisten aineiden tiheydet ovat jopa 60 % suurempia kuin ferriiteillä, ero häviöiden kohdalla on kohtalaisen suuri amorfisten ja nanokiteisten eduksi. Kun  $B = 0,2$  T, Epcosin N87 ferriitille voidaan laskea häviötehoksi  $P = 123$  mW/g, mikä on noin kolminkertainen VITROPERM 6030 ja VITROVAC 500 F materiaalien vastaaviin lukuihin.

Pienemmän häviötehon omaavalla materiaalilla voidaan käyttää korkeampaa vuontiheyttä. Tämä puolestaan johtaa mahdollisuuteen käyttää suurempaa johdinta, jolloin käämityksen resistanssi pienenee laskien myös häviöitä. Ongelmaksi voi koitua se, että ainakin Vacuumschmelze valmistaa tällä hetkellä amorfisesta materiaalista vain toroidisydämiä. Mikäli sovelluksen ohjaus voidaan toteuttaa niin, ettei resonanssikonvertteria varten tarvita tarkkaa arviota hajainduktanssista, toroidin käyttäminen ei muodostu siltä osin ongelmalliseksi. Kuitenkin nykyisillä jännitteillä ja virroilla käämien mahduttaminen voi muodostua ongelmaksi. Tämä johtaa suuremman sydämen käyttöön. Sydäntä suurennettaessa väistämättä jossain vaiheessa menetetään se etu, mikä amorfisten materiaalien pienemmillä häviöillä saavutetaan, koska sydämen massa ja koko vaikuttavat suoraan vuontiheyteen ja sitä kautta muuntajan häviöihin..

Amorfista sydänmateriaalia vastaan puhuu kuitenkin niiden suhteellisen korkea hinta. Tämä johtuu materiaalin sisältämästä koboltista. Vacuumschmelze suosittelee käyttettäväksi VITROPERM 500 F materiaalia, jonka häviöominaisuudet ovat yhtä hyvät kuin VITROVAC 6030 F materiaalilla.

VITROPERM 500 F on nanokiteinen materiaali. Nanokiteisen materiaalin etu amorfiseen on se, ettei nanokiteinen materiaali sisällä lainkaan kobolttia. Näin ollen se on halvempaa. Ferriitteihin verrattuna ominaisuudet ovat yhtä erinomaisia kuin VITROVAC 6030 F. Vacuumschmelze itse suosittelee käytettäväksi 1 kW muuntajissa VITROPERM 500 F materiaalista valmistettua toroidia, jonka ulkohalkaisija on välillä 30 mm – 80 mm. Kuvassa 28 on esitetty tälle välille sijoittuvan Vacuumschmelzen valmistaman sydämen dimensiot.



Kuva 28. T60004-L2050-W434-sydämen dimensiot. (Vacuumschmelze 2000)

Viitteen (Vacuumschmelze 2000) mukaan, magneettivuontiheydellä  $B = 0,3 \text{ T}$  ja taajuudella  $f = 100 \text{ kHz}$ , kuvan 22 sydämen häviöt ovat  $P \leq 8,7 \text{ W}$ . Häviöt ovat samaa luokkaa kuin suunnitellulla muuntajalla. Lukema vaikuttaa hyvältä, sillä kyseessä on liki kaksinkertainen vuontiheys kuin suunnitellussa muuntajassa.

Ongelma piileekin sydämen muodossa. Toroidisydämen efektiivinen poikkipinta-ala on paljon pienempi verrattuna sydämen massaan kuin ETD-sydämillä. Tästä syystä kuvan 22 sydämelle lasketuiksi optimaalisiksi käämikierrosmääriksi ensiöön saadaan 44 kierrosta ja toisioon 54 kierrosta. Näillä kierrosmäärillä käämit eivät mahdu muuntajasydämelle. Asettamalla magneettivuontiheys arvoon  $B = 0,3 \text{ T}$  saadaan kierrosmäärät, jotka juuri ja juuri mahtuvat muuntajaan. Tällöin kuparihäviöt ovat suunniteltuun muuntajaan nähden sen verran suuret, että sydänmateriaalin vaihtamisella saavutettu hyöty menetetään viimeistään kuparihäviöiden kasvun myötä. Myöskään sydäntä kasvattamalla ei enää saavuteta parempia tuloksia, johtuen poikkipinta-alan kasvun pienuudesta suhteessa massan kasvuun.

Käytännössä muuntajan syöttöjännitettä on pudotettava noin 40 %, jotta saavutettaisiin käämikierrokset, jotka mahtuvat hyvin muuntajaan. Nykyisellä topologialla tämä ei ole mahdollista ilman, että taajuutta muutetaan, mikä tietysti vaikuttaa suoraan muuntajan parametreihin ja dimensioihin sekä AC-PDM:n tuottamaan säröön negatiivisesti.

Taulukossa 10 on esitetty käytetyn sydämen halvimmat kappalehinnat, jotka löytyvät Epcosin sivujen kautta.

Taulukko 10. Bürklin OHG yhtiön toimittamien Epcosin ETD54 N97 (B66395G0000X197) sydänten kappalehintoja eri toimitusmäärillä.

Tilausmäärä [kpl]	1	10	50	100
Hinta [€/kpl]	4,37	3,25	2,61	2,33

Vastaavasti Vacuumschmelzen toimittamat kappalehinnat nanokiteisille sydämille on esitetty taulukossa 11.

Taulukko 11. Vacuumschmelze VITROPERM 500 F 50x40x20 toroidin kappalehinnan eri vuositilausmäärillä.

Tilausmäärä [kpl/a]	1k	10k	25k
á-hinta [€/kpl]	7,48	5,48	5,26

Taulukoita vertaamalla havaitaan, että hintaero materiaalien välillä on valtava. Olettamalla, että ETD54 sydämen hinta laskee edelleen noin kahteen euroon kappaleelta, mikäli tilataan 1000 kappaletta tai enemmän, voidaan todeta, että nanokiteinen materiaali on noin 3,5-kertainen hinnaltaan. Näin suurella hintaerolla ei ole kannattavaa yrittää viilata hyötysuhdetta korkeintaan paria kymmenystä tai niiden osia ylemmäs, vaikka syöttöjännite saataisiinkin sopivalle tasolle. Näin ollen käytännössä ainoaksi vaihtoehdoksi sydänmateriaalin osalla jää jonkin toisen ferriitin käyttäminen.

## 6 JATKOTUTKIMUSTARVE

Muuntajan osalta jatkotutkimustarve kohdistuu sen hajasuureisiin. Ensiön ja toision välinen kapasitanssi vaikuttaa suoraan resonanssikonvertterin toimintaan, joten sen minimointi on ensisijaista. Lisäksi haja-induktanssit muuntajassa, etenkin ensiössä vaikuttavat suoraan resonanssikonvertterin toimintaan. Edelliseen liittyen myös muuntajassa käytettävän eristemateriaalin osalta on tehtävä tutkimusta muun muassa siitä miten eristeen lisääminen vaikuttaa muuntajan lämpenemiseen ja siten hyötysuhteeseen. Jatkoa ajatellen onkin syytä pohtia tarvitseeko muuntajan hyötysuhteen todentamista varten rakentaa erillinen teholähde, jolla saadaan tarvittavat mittaukset tehtyä.

Koko laitteen osalta jatkotutkimusta on tehtävä sekä resonanssikonvertterin että toision syklokonvertterin osalta. Käytännössä kuitenkin resonanssikonvertterin virittäminen oikealle resonanssitaajuudelle mitä todennäköisimmin ratkaisee suurilta osin myös toision lämpenemisen, sillä tasaisemmalla käyrämuodolla mahdolliset jännitepiikit kytkentähetkillä saadaan tasoitettua. Nyt ongelmaksi muodostuu toisiokytkimien yli olevat nopeat jännitepulssit, jotka jo puolta nimellisjännitettä lähestyttäessä nousevat 1,5 kV:iin asti ja jopa sen yli, mikä rikkoo prototyypissä käytettävät kytkimet.

Lisäksi myös lähtösuotimen toimintaa on tutkittava, sillä mittaamalla havaittiin, että kasvattamalla kuormitusta likimain kolminkertaiseksi jännitehäviöt suotimessa kasvavat kaksinkertaisiksi. Resonanssikonvertterin lähdön jännitteen, muuntajan toision jännitteen sekä ennen suodinta mitatun jännitteen ei havaittu reagoivan kuorman muutoksiin, mutta lähtöjännite puolestaan reagoi. Ainoat komponentit, mitkä voivat aiheuttaa kuormalle syötettävän jännitteen leikkaantumisen ovat lähtösuotimessa.

## 7 JOHTOPÄÄTÖKSET JA YHTEENVETO

Suurtaajuusmuuntajan mitoittaminen työssä esiteltyyn tasasähköjako- ja jakeluverkon asiakaspäätelaitteeseen on hyvin haasteellinen tehtävä. Tehtävää vaikeuttavat syöttävän resonanssikonvertterin asettamat vaatimukset sekä tarve nostaa jännitettä toisioon. Syöttöjännite on pidettävä mahdollisimman matalana, mutta tämän työn tapauksessa se vaatii syöttävän topologian muuttamista tai resonanssikonvertterin ajamista alle resonanssitaajuuden. Ensimmäinen vaihtoehto vaikeuttaa huomattavasti korkeiden taajuuksien käyttämistä ja siten myös kasvattaa muuntajan kokoa. Jälkimmäinen puolestaan vaikeuttaa konvertterin ohjausta, sillä tällöin magnetointi-induktanssi osallistuu resonanssiin laskien resonanssitaajuutta. Kytentätaajuuden pudottaminen ei sinänsä kasvata säröä taajuusalueella  $0,1f_{HF} - 1,9f_{HF}$ , mutta se siirtyy alemmille taajuuksille. Tämä hankaloittaa suotimen optimointia, sillä sen koko kasvaa ja tällöin myös sen reaktiivinen teho kasvaa.

Optimoidun muuntajan suunnittelu ei muodostu ongelmaksi, vaan sellaisen rakentaminen. Parhaatkaan optimointimenetelmät eivät ota kantaa toteutettavuuteen. Tämän vuoksi muuntajan suunnittelu ja hyötysuhteen optimointi tapahtuvat siten, että muuntajan suunnitellaan aluksi optimipisteeseen. Tämän jälkeen muuntajan parametreja aletaan muuttaa siten, että toteutettavuuden puolelta saavutetaan mahdollinen ratkaisu. Tällöin myös on pyrittävä parametreja muuttamalla löytämään mahdollisimman hyvä hyötysuhde. Käytännössä tämä vaatii sydämen ylimitoittamista, jolloin sydänhäviöt dominoivat muuntajassa. Tällöin ei parasta mahdollista hyötysuhdetta voida saavuttaakaan. Tällaisessa sovelluksessa muuntajan suunnittelua ohjaavaksi, keskeiseksi päämääräksi onkin asetettava toteutettavuus. On pyrittävä saamaan aikaan mahdollisimman hyvällä hyötysuhteella toimiva rakennettavissa oleva muuntaja.

Varsinainen ongelma optimaalisen muuntajan toteutettavuuden suhteen on käämityksen koko. Jos optimaaliset käämikierrosten lukumäärät ovat suuret (toisin sanoen useita kymmeniä) on selvää, että kolme käämiä ei mahdu samalle sydämelle. Tällöin kierrosmääriä on pudotettava, jolloin magneettivuontiheys sydämessä kasvaa, mikä aiheuttaa myös sydänhäviöiden kasvun. Lisäksi vaaditaan suuremman sydämen käyttämistä, jotta magneettivuontiheys ei nousisi liian suureksi ja sydän kyllästyisi.

Sydämen kokoa ei kuitenkaan voida kasvattaa määrättömästi, sillä sydämen massa kasvaa usein suhteessa enemmän kuin poikkipinta-ala pienentää magneettivuota. Tällöin myös suurempi sydän tuo mukanaan suuremmat häviöt.

Täyteen ahdettu käämi-ikkuna aiheuttaa myös ongelmia, jos käytetään verrattain suuria virtoja. Poikkipinta-ala joudutaan pitämään pienenä, jotta käämit mahtuvat kelarungolle. Tällöin virrantiheys kasvaa. Virrantiheys voi silloin ylittää käytännön jäähdytysrajana pidetyn  $4,5 \text{ A/mm}^2$  arvon. Tämä arvo tietysti riippuu muuntajan ympäristöstä, sillä avonaisessa ympäristössä vapaa konvektio riittää jäähdyttämään muuntajaa vaikka virrantiheys olisi tätäkin suurempi, jopa  $6 \text{ A/mm}^2$ . Tällöin on hyvin todennäköistä, että muuntajaa tarvitsee erikseen jäähdyttää tuulettimen avulla. Kyseisen sovelluksen muuntajassa tältä ongelmalta vältyttiin, sillä laskennalliset virrantiheydet muuntajassa ovat ensiossa noin  $4,3 \text{ A/mm}^2$  ja toisiossa  $3,2 \text{ A/mm}^2$ . Lisäksi toision todellista virrantiheyttä laskee toisiokäämien kuormitus vuorotellen.

Käyttämällä ETD54 sydäntä ETD49 sydämen sijasta saavutettiin matalammat virrantiheydet. Lisäksi massan kasvu oli vielä suhteellisen matala verrattuna magneettitien poikkipinta-alan kasvuun. Tällöin sydänhäviöt muodostuivat hieman pienemmiksi samoilla käämikierroksilla ja suuremmalla sydämellä kuin ne olisivat pienemmän sydämen tapauksessa muodostuneet. Lisäksi virrantiheydet pysyivät verrattain matalina. Käyttämällä vielä suurempaa sydäntä (ETD59) olisivat sydänhäviöt nousseet yli  $10 \text{ W:n}$ , jolloin hyötysuhteen alaraja-arvoksi asetettu  $98 \%$  olisi ollut mahdotonta saavuttaa.

Käytännössä muuntajan hyötysuhdetta on mahdollista nostaa hieman jo saavutetusta laskennallisesta. Käyttämällä ferriittisydäntä muutokset hyötysuhteessa jäänevät kuitenkin vain prosentin sadasosien luokkaan, sillä käytetty N97 ferriitti on eräs markkinoiden vähähäviöisimmistä ferriiteistä. Vaihtoehtona ferriittisydämelle on amorfinen tai nanokiteinen sydän. Amorfisilla sydämillä häviöt ovat pienemmät, mikä mahdollistaa suurempien vuontiheyksien käytön ja siten myös pienemmät käämikierrosmäärät.

Ongelmana amorfisten sydänten käytössä on niiden korkeampi hinta suhteellisen vähäinen valikoima erilaisia sydämen muotoja. Pääosa amorfisista sydämistä on toroideja, joissa käämi-ikkuna on useimmiten vieläkin ahtaampi kuin käytetyissä ETD-sydämissä. Tällöin



magneettivuontiheys nousee jo niin suureksi, että saavutettu hyöty häviöiden osalta menetetään, kun käämikierroksia joudutaan pienentämään enemmän. Toroidissa myös magneettitien poikkipinta-ala kasvaa suhteessa vähemmän massaan verrattuna, kun sydäntä suurennetaan. Tämä näkyy suoraan sydänhäviöiden suurempana kasvuna kuin esimerkiksi ETD-sydämien tapauksessa.

Muuntajan hyötysuhdetta voitaneen nostaa korkeintaan vain muutama prosentin kymmenys. Näin ollen en pidä järkevänä ja tarkoituksenmukaisena lähteä sitä nostamaan, ellei ole pakko. Mikäli hyötysuhde paranee vain prosentin kymmenyksen, ei ole kovinkaan järkevää maksaa moninkertaista hintaa muuntajan sydäimestä. Amorfisten sydänten kaltaiset, mutta halvemmat, nanokiteiset sydämet ovat ferriitteihin verrattuina silti moninkertaisia hinnaltaan. Lisäksi esimerkiksi Vacuumschmelzen minimitylauserä vuodessa on 1000 kappaletta. Nykyisillä hinnoilla ja minimitylausmäärillä nanokiteisen materiaalin käyttäminen ei ole taloudellisesti kannattavaa, jos ja kun ferriittisydämellä saadaan käytännössä samat tulokset.

Mikäli muuntajan hyötysuhdetta on pyrittävä parantamaan, onkin keskityttävä lähinnä syöttöjännitteen pienentämiseen muuntajan materiaalien vaihtamisen sijasta. Magneettivuontiheyden ollessa suoraan verrannollinen syöttöjännitteeseen voidaan pienemmällä ensiön jännitteellä käyttää pienempiä käämikierrosmääriä. Tällöin virrantarpeen noustessa mahtuu suurempi johdin paremmin muuntajaan. Kuitenkin käämikierrosten pienentyessä pienemmällä jännitteellä magneettivuontiheyden nousulle on suurempi vara olemassa.

Kyseisen sovelluksen käyttämällä taajuudella ( 100 kHz ) muuntajan käämitykset tulee tehdä Litz-langasta. Toision käämiminen foliosta on teoriassa toimiva ratkaisu, mutta ensiön ja toision välinen kapasitanssi, yhdessä muiden loiskomponenttien kanssa, sekoittaa resonanssikonvertterin toiminnan täysin. Tällöin resonanssikonvertteri ei toimi resonanssipisteessä eikä kykene syöttämään virtaa. Siten myös sen tuottama jännite jää hyvin pieneksi.

Vaihtamalla muuntajan toision käämitys foliosta litz-lankaan resonanssikonvertteri saadaan toimimaan siten, että se kykenee tekemään jännitettä teorian mukaisesti. Jännitteen

käyrämuoto ei kuitenkaan ole teorian mukaista miltei puhdasta siniä. Jännitteessä näkyy noin 1 MHz häiriö, mikä aiheutuu edelleen sekä ensiön ja toision välisestä kapasitanssista että komponenttien ja piirikortin välisistä loisinduktansseista ja -kapasitansseista. Vaikka ensiön ja toision välistä kapasitanssia voidaan pienentää käämimällä ensiön ja toision väliin faradayn suoja, ei folion käyttäminen muuntajassa ole kovin hyvä ratkaisu. Folio on hinnaltaan moninkertainen verrattuna Litz-lankaan. Lisäksi ylimääräinen kerros käämien välissä lisää aina lämpöeristystä muuntajasydämen ja jäähdytysfluidin (tässä tapauksessa ilma) välillä. Myöskään foliota käyttämällä muuntajan käämi-ikkunassa ei ole ylimäärin tilaa lisäkerroksille.

Käytännössä ensiön ja toision väliin on sijoitettava niin paljon eristettä kuin sinne saadaan mahtumaan. Tällä saadaan ensiön ja toision välistä kapasitanssia pienennettyä. Tämä kuitenkin lisää muuntajan käämitysten lämpöeristystä, joten eristeen mitoittaminen vaatii laajaa tarkastelua. Eristepaksuutta tietysti voidaan vähentää materiaalivalinnoilla.

Toision käämitystyyppiä vaihtamalla aikaansaatiin parempia tuloksia resonanssikonvertterin lähtöjännitteen kohdalla. Mittaustulokset muistuttivat simulointituloksia ja muuntajalle saatiin syötettyä parhaimmillaan hieman jännitettä, joka oli arvoltaan hieman yli  $1/3$  nimellisjännitteestä. Kuitenkaan hyötysuhdemittauksia ei valitettavasti voitu tämän työn puitteissa tehdä, sillä johtuen resonanssikonvertterin sekä osittain myös toision syklokonvertterin toimintaongelmista, ei muuntajaa saatu kuormitettua edes puolella  $1/3$  nimellistehosta. Näin ollen tulokset eivät olisi olleet kovinkaan tarkkoja eikä niistä olisi voinut vetää johtopäätöksiä nimellispisteen hyötysuhteesta.

Muuntajan osalta jatkotutkimustarpeeksi jää hajainduktanssien minimoiminen sekä niiden vaikutusten selvittäminen resonanssikonvertterin toiminnan osalta. Lisäksi koko järjestelmän prototyypin suunnittelussa on jatkossa pyrittävä huomioimaan tarve päästä mittaamaan mistä tahansa kohtaa prototyypistä.

## LÄHDELUETTELO

- (Aura 1994) Aura, Lauri. Tonteri, Antti, J. 1994, *Teoreettinen sähkötekniikka ja sähkökoneiden perusteet*, WSOY, Porvoo, toinen painos, s. 267 – 279, ISBN 951-0-21385-3
- (Block 2010) Datalehti. Julkaistu 2010. Saatavilla: [http://www.blocktrafo.de/en\\_IN/products/720976.htm](http://www.blocktrafo.de/en_IN/products/720976.htm)
- (Bo 2004) Bo Yang, Lee, F.C., Zhang, A.J., Guisong Huang. *LLC resonant converter for front end DC/DC conversion*, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE.
- (Epcos 2006a) Datalehti. Julkaistu 09/2006. Päivitetty 12/2008. Saatavilla: [http://www.epcos.com/web/generator/Web/Sections/ProductCatalog/Ferrites/ERETDEQCores/PDF/PDF\\_\\_ETD\\_20Cores,property=Data\\_\\_en.pdf;/PDF\\_ETD\\_Cores.pdf](http://www.epcos.com/web/generator/Web/Sections/ProductCatalog/Ferrites/ERETDEQCores/PDF/PDF__ETD_20Cores,property=Data__en.pdf;/PDF_ETD_Cores.pdf)
- (Epcos 2006b) Datalehti. Julkaistu 09/2006. Päivitetty 12/2008. Saatavilla: [http://www.epcos.com/inf/80/db/fer\\_07/etd\\_49\\_25\\_16.pdf](http://www.epcos.com/inf/80/db/fer_07/etd_49_25_16.pdf)
- (Epcos 2006c) Datalehti. Julkaistu 09/2006. Päivitetty 12/2008. Saatavilla: [http://www.epcos.com/inf/80/db/fer\\_07/etd\\_54\\_28\\_19.pdf](http://www.epcos.com/inf/80/db/fer_07/etd_54_28_19.pdf)
- (Hurley 1996) Hurley. W. G. *Optimizing Core and Windings Design in High Frequency Transformers*. Julkaistu 14. – 17.10.1996 Power Electronics Congress, 1996. Technical Proceedings. CIEP '96., V, IEEE International Saatavilla: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=618452&isnumber=13468>

- (Karttunen et al. 2009) Takala, J. Juntunen, R. Kampe, M. Karttunen, J. 2009. *Tasasähkönjakeluverkon vaihtosuuntaaja galvaanisella erotuksella, kappale 4. Pulssintiheysmodulaatio: AC-PDM*. Kandidaatintyö. Lappeenrannan teknillinen yliopisto, Sähkötekniikan osasto
- (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.
- (Luk 2008) Luk, P. & Ng, A. 2008. *High Frequency Power Distribution Platforms*. Teoksessa: Strzelecki, R. & Benysek, G. (toim.) Power Electronics in Smart Electrical Energy Networks. Springer London. 414 s. ISBN: 978-1-84800-317-0
- (Mohan 2003) Mohan, N., Undeland, T. M., Robbins, W. P. 2003. *Power electronics: converters, applications and design*. USA: John Wiley & Sons Inc. 802 s. ISBN 0-471-22693-9,
- (Nerg 2009) Nerg, Janne, 2009. *Sähkömagneettiset komponentit*, opintomateriaali, Lappeenrannan teknillinen yliopisto.
- (Nuutinen 2007) Nuutinen, P. 2007. *Vaihtosuuntauksen ja suodatuksen toteuttaminen tasasähkönjakeluverkossa*. Diplomityö. Lappeenrannan teknillinen yliopisto, Sähkötekniikan osasto
- (Partanen et al. 2008) Partanen, J., Pyrhönen, J., Niemelä, M., Lindh, T., Kaipia, T., Salonen, P., Nuutinen, P., Peltoniemi, P., Lassila, J. 2008. *Tehoelektroniikka sähkönjakelussa vaihe ½*. Raportti. Lappeenrannan teknillinen yliopisto

- (Peltoniemi 2006) Peltoniemi, P., 2006. *Vektorimodulointimenetelmien ja verkkosuotimien vertailu jännitevälipiiriverkko-vaihtosuuntaajassa*. Diplomityö. Sähkötekniikan osasto. Lappeenrannan teknillinen yliopisto
- (Salonen 2006) Salonen, P., 2006. *Tasasähkön hyödyntämismahdollisuudet sähkönjakelussa*. Diplomityö. Sähkötekniikan osasto. Lappeenrannan teknillinen yliopisto.
- (Sood 1988) Sood, P. & Lipo, K. 1988. *Power Conversion System Using a High-Frequency AC Link*. IEEE Trans. Ind. App Vol.24, No2
- (TDK 2010) Datalehti. *Ferrite for Switching Power Supplies*. Julkaistu 2/2010. Saatavilla [http://www.tdk.co.jp/tefe02/e140\\_1.pdf](http://www.tdk.co.jp/tefe02/e140_1.pdf)
- (Vacuumschmelze 2000) Datalehti. *Specification for Soft Magnetic Cores*. Julkaistu 2000. Saatavilla: <http://www.vacuumschmelze.de/fileadmin/documents/pdf/kbproduktblaetter/2050-W434.pdf>
- (Vacuumschmelze 2003) Datalehti. *Tape-Wound Cores in Power Transformers for Switched Mode Power Supplies*. Julkaistu 2003. Saatavilla: <http://www.vacuumschmelze.de/fileadmin/documents/broschueren/kbbrosch/Pk003.pdf>
- (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 4<sup>th</sup> International, Vol. 2

- (Ya 2007) Ya, Liu. 2007. *High Efficiency Optimization of LLC Resonant Converter for Wide Load Range*, Master Thesis, Virginia Polytechnic Institute, 2007.

## LIITE I MUUNTAJAN MITOITUKSEN LASKUTOIMITUKSIA

Lasketaan kertoimet  $K_o$  ja  $K_t$  yhtälöiden (3.18) ja (3.19) avulla

$$K_o = \left( \frac{4 \cdot 1,72 \cdot 10^{-8} \Omega \text{m} \cdot 5,6 \cdot 10}{1^2 \cdot 0,4 \cdot \left(10 \frac{\text{W}}{\text{m}^2}\right)^2 \cdot 40^2} \right)^{2/3} = 1,536 \cdot 10^{-7} \frac{\Omega \text{m}^5}{\text{W}}$$

$$K_t = \sqrt{\frac{10}{2 \cdot 1,72 \cdot 10^{-8} \cdot 0,4} \cdot \frac{40}{10}} = 5,3916 \cdot 10^4 \frac{\text{A}}{\text{m}^{3/2} \text{C}^{1/2}}$$

Lasketaan  $B_o$  yhtälön (3.21) avulla. Selvyyden vuoksi merkitään jälkimmäistä osaa yhtälöstä X:llä sillä koko lasku ei mahdu samalle riville.

$$B_o = \frac{1}{K_o^{7/8} K_t} \frac{\sqrt{\Delta T}}{k_f k_u} \left( \frac{K_f \Delta T}{\sum VA} \right)^{1/6} \frac{1}{(\rho_c K_c f^a)^{7/12}} = \frac{1}{K_o^{7/8} K_t} \frac{\sqrt{\Delta T}}{k_f k_u} \left( \frac{K_f \Delta T}{\sum VA} \right)^{1/6} X$$

Lasketaan ensin X:n arvo

$$X = \frac{1}{\left( 4800 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3} \cdot 1,9 \cdot 10^{-3} \cdot (100 \text{kHz})^{1,24} \right)^{7/12}} = 4,5583 \cdot 10^{-8} \frac{\text{kHzm}^3}{\text{kg}}$$

$$B_o = \frac{1}{\left( 1,536 \cdot 10^{-7} \right)^{7/8} \cdot 5,3916 \cdot 10^4 \cdot 1 \cdot 0,4} \frac{\sqrt{55 \text{ K}}}{\left( \frac{4,44 \cdot 100 \text{ kHz} \cdot 55 \text{ K}}{2010 \text{ VA}} \right)^{1/6}} \cdot 4,5583 \cdot 10^{-8}$$

$$= 0,0978 \frac{\text{Vs}}{\text{m}^2}$$

Määritetään optimaalinen sydämen koko

$$A_p = K_o \left( \frac{2010 \text{ VA}}{4,44 \cdot 100 \text{ kHz} \cdot 55 \text{ K}} \right)^{\frac{4}{3}} \left( 4800 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3} \cdot 1,9 \cdot 10^{-3} \cdot (100 \text{ kHz})^{1,24} \right)^{\frac{2}{3}} = 2,793 \text{ cm}^4$$

## ETD49 SYDÄMEN LASKUTOIMITUKSET

$$N_1 = 36 \text{ ja } N_{2,3} = 44.$$

$$\begin{aligned} P_{\text{Cu},1} &= MLT \cdot N_1 \cdot r_{w1} (1 + \alpha_{20}(T_{\text{max}} - 20)) i_1^2 \\ &= 0,085 \cdot 36 \cdot 0,0238 \frac{\Omega}{\text{m}} (1 + 0,00393(75 - 20)) (3,0354 \text{ A})^2 \\ &= 0,8065 \text{ W} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_{\text{Cu},2,3} &= MLT \cdot N_2 \cdot r_{w2} (1 + \alpha_{20}(T_{\text{max}} - 20)) i_1^2 \\ &= 0,085 \cdot 44 \cdot 0,0238 \frac{\Omega}{\text{m}} (1 + 0,00393(75 - 20)) (2,462 \text{ A})^2 \\ &= 0,6552 \text{ W} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_{\text{Fe}} &= \rho_c V K_c f^\alpha B^\beta = m K_c f^\alpha B^\beta = 0,124 \text{ kg} \cdot 1,9 \cdot 10^{-3} \cdot (100 \text{ kHz})^{1,24} (0,0978 \text{ T})^2 \\ &\approx 3,626 \text{ W} \end{aligned}$$

$$L_{1,g=0,2\text{mm}} = \frac{N_1^2}{R_m} = \frac{36}{\frac{114 \cdot 10^{-3} \text{ m}}{4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \cdot 2000 \cdot 2,11 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2} + \frac{0,0002 \text{ m}}{4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \cdot 2,11 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2}} \approx 1,3 \text{ mH}$$

$$L_{1,g=0,5\text{mm}} = \frac{N_1^2}{R_m} = \frac{36}{\frac{114 \cdot 10^{-3} \text{ m}}{4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \cdot 2000 \cdot 2,11 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2} + \frac{0,0005 \text{ m}}{4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \cdot 2,11 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2}} \approx 617 \mu\text{H}$$

$$L_{1,g=1\text{mm}} = \frac{N_1^2}{R_m} = \frac{36}{\frac{114 \cdot 10^{-3} \text{ m}}{4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \cdot 2000 \cdot 2,11 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2} + \frac{0,001 \text{ m}}{4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \cdot 2,11 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2}} \approx 325 \mu\text{H}$$

$$L_{1,g=2\text{mm}} = \frac{N_1^2}{R_m} = \frac{36}{\frac{114 \cdot 10^{-3} \text{ m}}{4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \cdot 2000 \cdot 2,11 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2} + \frac{0,002 \text{ m}}{4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \cdot 2,11 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2}} \approx 167 \mu\text{H}$$

Johtimen resistanssi



$$r_{w1} = \frac{\rho_{Cu}}{A} = \frac{1,68 \cdot 10^{-8} \Omega m}{0,707 \cdot 10^{-6} m^2} = 0,0238 \frac{\Omega}{m}$$

## ETD54 SYDÄMEN LASKUTOIMITUKSET

Käämikierrokset:  $N_1 = 21$  ja  $N_{2,3} = 26$ .

$$B_{ms} = \frac{u_1}{KN_1 f A_e} = \frac{470 \text{ V} / \sqrt{2}}{4,44 \cdot 21 \cdot 100 \cdot 10^3 \text{ Hz} \cdot 2,8 \cdot 10^{-4} m^2} = 0,127 \frac{\text{Wb}}{m^2}$$

Induktanssit

$$L_1 = \frac{N_1^2}{R_m} = \frac{21}{\frac{127 \cdot 10^{-3} m}{4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \cdot 2000 \cdot 2,8 \cdot 10^{-4} m^2} + \frac{0,002 m}{4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \cdot 2,8 \cdot 10^{-4} m^2}} \approx 589 \mu\text{H}$$

$$L_{2,3} = \frac{N_{2,3}^2}{R_m} = \frac{26}{\frac{127 \cdot 10^{-3} m}{4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \cdot 2000 \cdot 2,8 \cdot 10^{-4} m^2} + \frac{0,002 m}{4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \cdot 2,8 \cdot 10^{-4} m^2}} \approx 903 \mu\text{H}$$

## VIRRAT JA VIRRANTIHEYS

$$i_0 = \frac{P_{fe}}{u_{1,ms}} = \frac{0,180 \text{ kg} \cdot 1,9 \cdot 10^{-3} \cdot (100000 \text{ Hz})^{1,24} \cdot (0,127 \text{ Wb/m}^2)^2}{470 \text{ V} / \sqrt{2}} = 0,0264 \text{ A}$$

$$i_2 = \frac{1000 \text{ VA}}{\sqrt{2} \cdot u_1 \frac{N_2}{N_1}} = \frac{1000 \text{ VA}}{\sqrt{2} \cdot 470 \text{ V} \frac{26}{21}} = 2,43 \text{ A}$$

$$i_1 = i_0 + \frac{N_2}{N_1} i_2 = 0,0264 \text{ A} + 2,43 \text{ A} \cdot \frac{26}{21} = 3,0354 \text{ A}$$

Virrantiheysiksi saadaan johtimien kokojen ja virtojen perusteella

$$J_1 = \frac{i_1}{A_{Cu,1}} = \frac{3,0354 \text{ A}}{0,707 \text{ mm}^2} = 4,29 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$$

$$J_{2,3} = \frac{i_2}{A_{Cu,2}} = \frac{2,43 \text{ A}}{0,05 \cdot 15 \text{ mm}^2} = 3,24 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$$

Häviöiden laskeminen

Lasketaan ensin sydänhäviöt yhtälöllä (3.26)

$$P_{\text{Fe}} = \rho_c V K_c f^\alpha B^\beta = m K_c f^\alpha B^\beta = 0,180 \text{ kg} \cdot 1,9 \cdot 10^{-3} \cdot (100 \text{ kHz})^{1,24} (0,127 \text{ T})^2 \\ \approx 8,78 \text{ W}$$

Kuparihäviöt lasketaan yhtälöllä (3.24)

Johtimien resistanssit metriä kohden voidaan laskea kuparin ominaisresistanssin avulla.

$$r_{w1} = \frac{\rho_{\text{Cu}}}{A} = \frac{1,68 \cdot 10^{-8} \Omega \text{m}}{0,707 \cdot 10^{-6} \text{m}^2} = 0,0238 \frac{\Omega}{\text{m}}$$

$$r_{w2} = \frac{\rho_{\text{Cu}}}{A} = \frac{1,68 \cdot 10^{-8} \Omega \text{m}}{(0,05 \cdot 15) \cdot 10^{-6} \text{m}^2} = 0,0224 \frac{\Omega}{\text{m}}$$

$$P_{\text{Cu},1} = MLT \cdot N_1 \cdot r_{w1} (1 + \alpha_{20} (T_{\text{max}} - 20)) i_1^2 \\ = 0,096 \cdot 21 \cdot 0,0238 \frac{\Omega}{\text{m}} (1 + 0,00393(75 - 20)) 3,0354^2 \\ = 0,5376 \text{ W}$$

Toision häviöt on kerrottava läheisysefektikerroin  $k_p$ :llä

$$k_p = 1 + \frac{5 \cdot 26 - 1}{45} \left( \frac{0,05 \text{mm}}{\sqrt{\frac{1,68 \cdot 10^{-8} \Omega \text{m}}{\pi \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \cdot 100000 \text{ Hz}}}}} \right)^4 = 1,26$$

$$P_{\text{Cu},2} = MLT \cdot N_2 \cdot r_{w2} (1 + \alpha_{20} (T_{\text{max}} - 20)) i_1^2 = \\ 0,096 \text{m} \cdot 26 \cdot 0,0224 \frac{\Omega}{\text{m}} (1 + 0,00393(75 \text{K} - 20 \text{K})) (2,43 \text{ A})^2 \cdot 1,25 \\ = 0,4015 \text{ W} \cdot 1,26 = 0,5059 \text{ W}$$

Kuparihäviöt kokonaisuudessaan

$$P_{\text{Cu}} = P_{\text{Cu},1} + P_{\text{Cu},2} = 0,5376 \text{ W} + 0,5059 \text{ W} = 1,044 \text{ W}$$

Häviöt yhteensä

$$P_{\text{d}} = P_{\text{Fe}} + P_{\text{Cu}} = 8,78 \text{ W} + 1,044 \text{ W} = 9,82 \text{ W}$$

Hyötysuhde

$$\eta = \frac{k \cdot S_n \cos \varphi}{k \cdot S_n \cos \varphi + k^2 P_{\text{kn}} + P_{\text{r}}} = \frac{1000 \text{ VA}}{1000 \text{ VA} + 1,044 \text{ W} + 8,78} = 99,04$$

ETD54 sydämelle

Hyötysuhde	Tehokerroin
0	0
0,9113	0,1
0,9536	0,2
0,9686	0,3
0,9762	0,4
0,9809	0,5
0,9840	0,6
0,9863	0,7
0,9880	0,8
0,9893	0,9
0,9904	1,0

## LIITE II LASKUTOIMITUKSIA

Fourierin sarjan kertoimet

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega t), \quad \omega = \frac{2\pi}{T}$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega t) dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega t) dt$$

Koska kanttiaalto on parillinen funktio ( $f(x) = f(-x)$ ) ovat sarjan kertoimet  $b_n = 0$  ja laskettavaksi jäävät kertoimet  $a_0$  ja  $a_n$  ( $n = 0, 1, 2, 3, \dots, N$ ). Sijoittamalla koordinaatiston nollakohta neljännesjakson verran eteenpäin saadaan funktiosta pariton. Tällöin kertoimet  $a_0 = 0$  ja  $a_n = 0$ , jolloin laskettavaksi jää ainoastaan kertoimet  $b_n$  ( $n = 0, 1, 2, 3, \dots, N$ ).

$$\hat{u}_{\text{kantti}} = 375 \text{ V.}$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega t) dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T u_{\text{kantti}} \sin(n\omega t) dt = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} u_{\text{kantti}} \sin(n\omega t) dt + \frac{2}{T} \int_{T/2}^T -u_{\text{kantti}} \sin(n\omega t) dt$$

$$b_n = \frac{2u_{\text{kantti}}}{Tn\omega} \left( - \left( \cos \left( n \frac{2\pi T}{T} \right) - \cos(0) \right) + \left( \cos \left( n \frac{2\pi T}{T} \right) - \cos \left( n \frac{2\pi T}{T} \right) \right) \right)$$

$$b_n = \frac{u_{\text{kantti}}}{n\pi} (\cos(n2\pi) - 2\cos(n\pi) + 1)$$

$$b_{n=1} = \frac{375 \text{ V}}{\pi} (\cos(2\pi) - 2\cos(\pi) + 1) \approx 477,46 \text{ V}$$