



Open your mind. LUT.
Lappeenranta University of Technology

TASASÄHKÖVERKON MODULAARISEN VAIHTOSUUNTAAJAN RAKENNE- JA KUSTANNUSANALYYSI

Aleksi Mattsson

Diplomityö
LUT Energia
Sähkötekniikan koulutusohjelma

7.8.2012

TIIVISTELMÄ

Lappeenrannan teknillinen yliopisto

Teknillinen tiedekunta

Sähkötekniikan koulutusohjelma

Aleksi Mattsson

Tasasähköverkon modulaarisen vaihtosuuntaajan rakenne- ja kustannusanalyysi

Diplomityö

2012

109 sivua, 46 kuvaa, 24 taulukkoa ja 7 liitettä

Tarkastajat: Professori Pertti Silventoinen ja DI Pasi Nuutinen

Hakusanat: tasasähköverkko; vaihtosuuntaaja

Diplomityössä tarkastellaan tapausta, jossa tasasähköverkon vaihtosuuntaaja toteutetaan kolmella yksivaiheisella suuntaajalla yhden kolmivaiheisen sijaan. Modulaarinen rakenne mahdollistaa sen, että osa vaiheista voitaisiin sammuttaa kun kuormitus on erittäin pientä eikä kuorma ole kolmivaiheista. Galvaaninen erotus oletetaan tehtävän erottavalla DC-DC -konvertterilla, joka mahdollistaa samalla vaihtosuuntaajan DC-syöttöjännitteen muuttamisen. Työssä tutkitaan, mitkä tekijät vaikuttavat DC-syöttöjännitteen valintaan sekä tehdään valinta kyseisen jännitteen arvolle. Valittua jännitetasoa käytetään vaihtosuuntaajan suunnittelemiseen. Vaihtosuuntaajan rakennetta tarkastellaan vaihtosuuntaussillan kytkinkomponenttien sekä lähtöjännitteen suotimen osalta. Yksivaiheiselle moduulille määritetään optimaalinen teholuokka investointi- ja käyttökustannusten kannalta. Tarkastelu pitää sisällään erilaisten transistoritekniikkojen, kytkentätaajuuksien sekä kahden suodintyyppin vaikutuksen kustannustehokkuuteen.

ABSTRACT

Lappeenranta University of Technology
Faculty of Technology
Degree Program of Electrical Engineering

Aleksi Mattsson

Construction and Cost Analysis of the Power Electronic Components of the Modular LVDC-inverter

Master's thesis

2012

109 pages, 46 figures, 24 tables and 7 appendices

Examiners: Professor Pertti Silventoinen and M.Sc. Pasi Nuutinen

Keywords: low voltage DC; LVDC; inverter

This thesis examines a case in which the LVDC networks three-phase inverter is implemented with three one-phase inverters. This modular design makes it possible to turn off some of the phases if the load is small and it's not a three-phase load. Galvanic isolation is assumed to be implemented with an isolating DC-DC converter which gives the possibility to change the DC-voltage level that is fed to the inverter. This thesis examines the factors that affect the selection of the feeding DC-voltage level. A selection is made for the DC-voltage level and it is used to design the inverter. The design of the inverter is centered on the main power electronic components including the switching components and the output filter. An optimal nominal power is determined for one one-phase module when investment and operating costs are taken into account. Different transistor topologies, switching frequencies and two output filter topologies are studied when determining the optimal nominal power.

ALKUSANAT

Tämä diplomityö on tehty Lappeenrannan teknillisen yliopiston LUT Energia -laitoksen sovelletun elektroniikan ja sähkömarkkinoiden laboratorioille. Haluan kiittää professori Pertti Silventoista, diplomi-insinööri Pasi Nuutista sekä diplomi-insinööri Tero Kaipiaa mielenkiintoisesta aiheesta sekä työn ohjaamisesta. Haluan kiittää lisäksi tutkijatohtori Pasi Peltoniemeä hyvistä neuvoista erityisesti kuristimien laskentaan liittyen.

Kiitokset

Tämä työ on tehty Smart Grids and Energy Markets (SGEM) tutkimusprojektin yhteydessä, jota koordinoi CLEEN Oy ja rahoittaa Teknologian ja innovaatioiden kehittämiskeskus Tekes.

Acknowledgements

This work was carried out in the Smart Grids and Energy Markets (SGEM) research program coordinated by CLEEN Ltd. with funding from the Finnish Funding Agency for Technology and Innovation, Tekes.

SISÄLLYSLUETTELO

1. Johdanto	6
2. Vaihtosuuntaajan rakenne ja toimintaperiaate.....	7
3. Vaihtosuuntaajan vaatimukset.....	12
3.1 Asiakkaan vaihejännitteen laatuvaatimukset	12
3.2 Galvaaninen erotus.....	14
3.3 Oikosulkusuojaus	15
3.4 DC-jännitetason valinta	16
3.5 Hyötysuhde	18
4. Vaihtosuuntaussilta ja jäähdytys	20
4.1 Kytinkomponenttien vertailu	20
4.2 Kytinkomponenttien vertailu häviöiden kannalta	24
4.2.1 Kytkentähäviöiden syntymekanismit	24
4.2.2 Kytkentähäviöiden laskenta.....	27
4.2.3 Kytkentähäviöiden vertailu.....	30
4.3 Jäähdytys	37
5. Lähtöjännitteen suodatus.....	46
5.1 Suotimien esittely.....	46
5.2 Simulointimallit	48
5.3 Suotimien vertailu	50
5.3.1 Suotimien vertailu THD-rajaa käyttäen.....	51
5.3.2 Suotimien vertailu sähköverkon datasiirron ja EMC-määritysten raja-arvoja käyttäen	60
5.4 Kuristimen parasittisten komponenttien vaikutus.....	66
5.5 Kuormituksen vaikutus suotimen toimintaan	68
5.6 Fyysisen suotimen mitoitus	71
6. Järjestelmän häviöt ja kustannukset.....	87
6.1 Vaihtosuuntaussilta	89
6.2 Lähtöjännitteen suodin	93
7. Yhteenveto.....	99

KÄYTETYT MERKINNÄT JA LYHENTEET

A_c	sydämen poikkipinta-ala
A_{cu}	käämilangan poikkipinta-ala
A_L	kuristinsydämen A_L -arvo
B	magneettivuon tiheys
C	kapasitanssi
C_{GD}	hila-lähde kapasitanssi
C_{GD1}	hila-lähde kapasitanssi
C_{GD2}	hila-lähde kapasitanssi
c_p	lämpökapasiteetti
C_{rss}	laskennallinen reverse transfer kapasitanssi
$C_{rss(spec)}$	datalehdessä ilmoitettu reverse transfer -kapasitanssi
C_T	terminen kapasitanssi
E_{on}	sytytyshäviöenergia
E_{onD}	diodin sytytyshäviöenergia
E_{onT}	transistorin sytytyshäviöenergia
E_{off}	sammutushäviöenergia
E_{offT}	transistorin sammutushäviöenergia
E_{rr}	diodin kytkentähäviöenergia estosuuntaisen elpymisen aikana
f	taajuus
f_{sw}	kytkentätaajuus
I	virta
\hat{i}	virran huippuarvo
I_0	kuormavirta
I_D, i_D	nieluvirta
I_{nom}	virta, jolla kytkentähäviöenergiat on ilmoitettu datalehdessä
I_{out}	lähtövirta
$I_{out,max}$	lähtövirran maksimiarvo
K	LC-suotimen suunnitteluparametri
L	induktanssi

n	lukumäärä
N	käämikierrosmäärä
m	massa
M	modulointi-indeksi
P	teho
P_{Add}	lisähäviöteho
$P_{\text{cond,T}}$	transistorin johtavuustilan häviöteho
$P_{\text{cond,D}}$	diodin johtavuustilan häviöteho
P_{core}	rautahäviö
P_{cu}	kuparihäviö
$P_{\text{sw,T}}$	transistorin kytkentähäviöteho
$P_{\text{sw,D}}$	diodin kytkentähäviöteho
P_{in}	ottoteho
P_{out}	lähtöteho
P_{tot}	kokonaishäviöteho
Q	häviöteho
Q_{nom}	häviöteho nimellisellä virralla
Q_{rr}	estosuuntaisen elpymisen varaus
Q_{sc}	häviöteho oikosulussa
$R_{\text{DS(on)}}$	nielun ja lähteen välinen resistanssi
R_{G}	hilavastuksen resistanssi
R_{th}	terminen resistanssi
$R_{\text{th(c-s)}}$	transistorin koteloinnin ja jäähdytysprofiilin välinen terminen resistanssi
$R_{\text{th(j-c)}}$	transistorin liitoksen ja koteloinnin välinen terminen resistanssi
$R_{\text{th(j-c),t}}$	yksittäisen transistorin liitoksen ja koteloinnin välinen terminen resistanssi
$R_{\text{th(sink)}}$	jäähdytysprofiilin terminen resistanssi
r_{CE}	kollektorin ja emitterin välinen resistanssi
R_{cu}	käämilangan resistanssi
r_{F}	diodin johtavuustilan resistanssi
s	siirtofunktion argumentti

ΔT	lämpötilaero
T_{amb}	ympäristön lämpötila
T_j	liitoslämpötila
$T_{j,max}$	suurin sallittu liitoslämpötila
$T_{j,sc}$	liitoslämpötila oikosulkuutilanteessa
$T_{sink,sc}$	jäähdytysprofiilin lämpötila oikosulkuutilanteessa
t_{fi}	kytkentähäviöenergian laskennassa käytetty parametri
t_{fu}	kytkentähäviöenergian laskennassa käytetty parametri
t_{ri}	kytkentähäviöenergian laskennassa käytetty parametri
t_{ru}	kytkentähäviöenergian laskennassa käytetty parametri
u	vaihtojännite
U	jännite
U_{CE0}	kollektorin ja emitterin välinen jännitehäviö
U_{DC}	välipiirin jännite
U_{Dr}	syöttävän ohjaimen lähtöjännite
U_{Drr}	diodin yli oleva jännite estosuuntaisen palautumisen aikana
U_{F0}	diodin kynnyksijännite
U_{fsw}	kytkentätaajuinen rippelijännite
U_{in}	tulojännite
U_{nom}	jännite, jolla kytkentähäviöenergiat on ilmoitettu datalehdessä
U_{out}	lähtöjännite
$U_{(plateau)}$	transistorin hilan Miller-jännite
u_{rms}	vaihtojännitteen tehollisarvo
V_{DS}	transistorin nielun ja hilan yli oleva jännite
$V_{DS(on)}$	transistorin nielun ja hilan yli oleva jännite kiinni-tilassa
$V_{DS(off)}$	transistorin nielun ja hilan yli oleva jännite auki-tilassa
AMR	etäluettava kWh-mittari (automatic meter reading)
CISPR	radiohäiriöihin keskittynyt IEC:n komitea (Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques)
CoolMOS	Infineon Technologies:n rekisteröimä tavaramerkki yli 500 V:n jännitekeston MOSFET:lle

IEC	kansainvälinen sähköalan standardointiorganisaatio
IGBT	insulated gate bipolar transistor
JFET	junction gate field-effect transistor
LVDC	tasasähköverkko
MOSFET	metal-oxide-semiconductor field-effect transistor
MLT	keskimääräinen käämikierroksen pituus
PWM	pulse-width-modulation (pulssinleveysmodulaatio)
SiC	silicon carbide (piikarbidi)
THD	kokonaisharmoninen särö
VAC	vaihtojännite
VDC	tasajännite
δ	tunkeutumissyvyys
η	hyötysuhde
φ	vaihekulma
ρ	resistiivisyys
μ	permeabiliteetti
μ_0	tyhjiön permeabiliteetti
μ_e	efektiivinen permeabiliteetti
τ	lämpöaikavakio

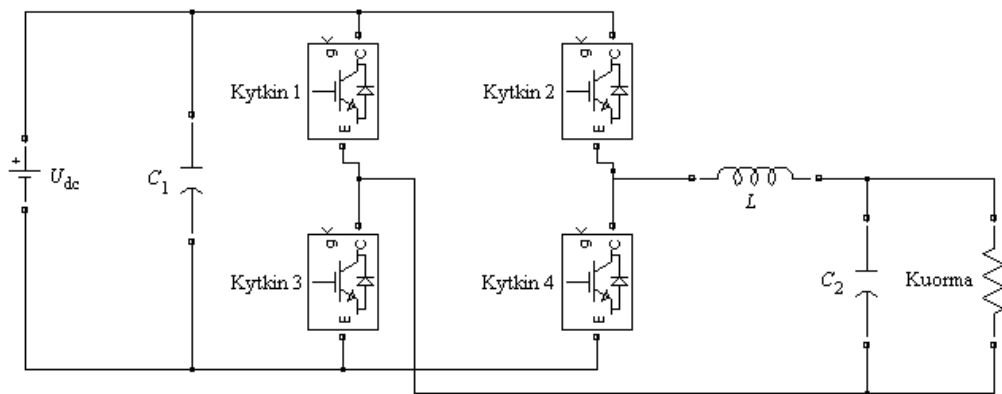
1. Johdanto

Tehoelektroniikan rooli sähköenergiajärjestelmien osana on tullut yhä merkittävämpään rooliin. Tehoelektroniikasta on tullut tärkeä osa myös sähkön tuotannon laitteistoja. Tehoelektroniikan soveltamista sähkön siirtoon ja jakeluun on myös alettu miettimään yhä tarkemmin, koska sille on huomattu olevan potentiaalisia käyttökohteita. Suuntaajalaitteistoja on mahdollista käyttää esimerkiksi siirtokapasiteetin optimoimiseen sekä jännitteen laadun parantamiseen. Tehoelektroniikka on yksi keskeisistä osa-alueista, jotka mahdollistavat älykkäiden ja aktiivisten sähköenergiajärjestelmien eli Smart Grid:in kehittämisen. Yksi potentiaalisista tehoelektroniikkaa hyödyntävistä tulevaisuuden sähköjärjestelmistä on pienjännitteinen tasasähköverkko (LVDC).

Pienjännitteisellä tasasähköverkolla tarkoitetaan sähkönjakelussa käytettävää ennen asiakasrajapintaa olevaa verkon osaa, jonka jännitetasona käytetään ± 750 V tasajännitettä. Asiakkaat kytkeytyvät joko $+750$ VDC ja nollan välille tai -750 VDC ja nollan välille. Asiakkaan päässä tehollisarvoltaan 230 VAC ja taajuudeltaan 50 Hz oleva jännite muodostetaan tehoelektroniikan komponenteista koostuvalla vaihtosuuntaajalla. Sovelluksessa suuntaajaa kuormitetaan laajalla tehoalueella. Työssä vertaillaan erilaisille teholuokille suunniteltuja asiakasrajapinnan vaihtosuuntaajia komponenttikustannusten ja tehohäviöiden kannalta, kun lähtökohtana on modulaarinen asiakkaan pään vaihtosuuntaaja, joka koostuu tyypillisen kolmivaiheisen vaihtosuuntaajan sijaan kolmesta yksivaiheisesta suuntaajasta. Kytkinkomponenttien vertailu tehdään erilaisten transistoritopologioiden välillä ja lähtöjännitteen suotimena tarkastellaan kahta erilaista suodintopologiaa. Toinen suotimista suunnitellaan lisäksi täyttämään lähtöjännitteelle asetetut huomattavasti tyypillistä THD:hen perustuvaa mitoitusta tiukemmat raja-arvot.

2. Vaihtosuuntaajan rakenne ja toimintaperiaate

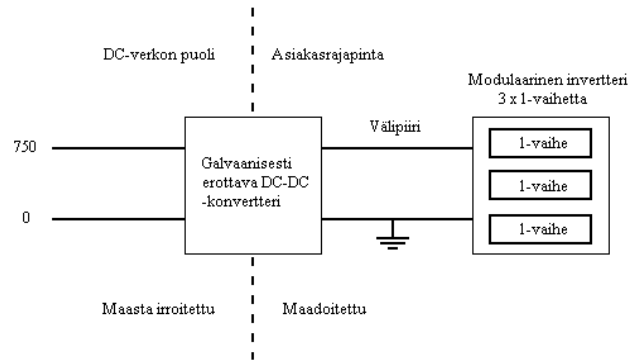
Yksivaiheisen vaihtosuuntaajan tehoelektronikkaosa koostuu vaihtosuuntaussillasta ja lähtöjännitteen suotimesta. Suuntaussilta voidaan toteuttaa joko puoli- tai kokosiltana. Siltatyyppejä on vertailtu lähteessä (Nuutinen, 2007), jossa havaittiin, että puolisilta ei sovellu syöttämään suurta verkkotaajuista kuormaa. Puolisiltaa ei siten käsitellä tässä työssä, vaan tarkastelu keskittyy kokosillalla toteutettuun vaihtosuuntaussilltaan. Vaihtosuuntaussillan lähtöön tarvitaan lisäksi suodin, jolla kytkentätaajuisen jännitteen ja virran sekä niiden harmonisten kerrannaisten osuutta saadaan pienennettyä 50 Hz taajuiseen komponenttiin nähden. Kuvassa 2.1 on esitetty yksivaiheisen vaihtosuuntaajan yksinkertaistettu rakenne.



Kuva 2.1. Yksivaiheisen vaihtosuuntaajan rakenne, jossa DC-lähde, suuntaussilta, lähtöjännitteen suodin ja kuorma.

Kuvan 2.1 vaihtosuuntaaja on kokosiltatyypinen, joten se koostuu neljästä kytkimestä. Ennen siltaa on kondensaattori C_1 , joka toimii suuntaajan nopeana energiavarastona. DC-verkko on esitetty jännitelähteenä U_{dc} . Kela L ja kondensaattori C_2 muodostavat toisen asteen alipäästösuotimen ja suodattavat lähtöjännitteestä kytkentätaajuudesta ja sen harmonisista aiheutuvia taajuuskomponentteja. Suodin voidaan toteuttaa erilaisilla kytkennöillä ja niitä tutkitaan tarkemmin kappaleessa 5.

Työn lähtökohtana on tyypillisen kolmivaiheisen vaihtosuuntaajan sijaan kolmesta kuvassa 2.1 esitetystä yksivaiheisesta moduulista koostuva rakenne. Rakenteen lohkokkaavio on esitetty kuvassa 2.2.



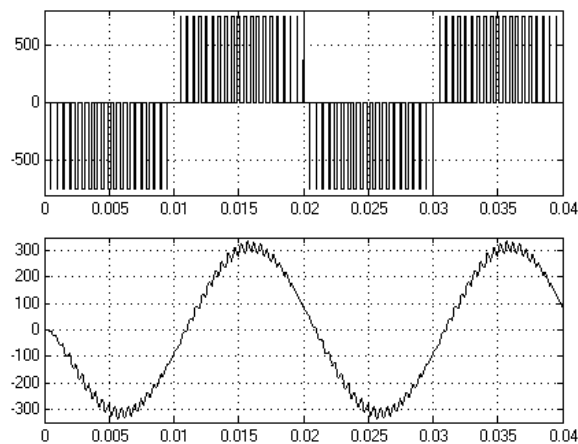
Kuva 2.2 Modulaarisen vaihtosuuntaajan lohkokkaavio

Galvaaninen erotus oletetaan toteutettavan galvaanisesti erottavalla DC-DC -konvertterilla. Konvertterin rakennetta ei kuitenkaan tarkastella työssä, vaan tarkastelu keskittyy välipiirin jälkeiseen vaihtosuuntaajaosaan. Koska vaihtosuuntaaja koostuu kolmesta erillisestä yksivaiheisesta suuntaajasta, on niitä mahdollista ohjata erikseen, jolloin ne voivat toimia myös toisistaan riippumatta. Tämä mahdollistaa samalla sen, että osa moduuleista voitaisiin sammuttaa, kun kuormitus on pieni eikä kuorma ole kolmivaiheinen. Moduuleita olisi myös mahdollista kytkeä monta rinnakkain, jolloin esimerkiksi jokainen 16 A suuruinen ryhmä voitaisiin toteuttaa omalla yksivaiheisella suuntaajalla.

Vaihtosuuntaajan kytkimiä voidaan ohjata bipolaarisesti tai unipolaarisesti. Bipolaarisella ohjauksella lähtöjännite vaihtelee välillä $\pm U_{dc}$. Kun kytkimet 2 ja 3 johtavat on lähtöjännite $+U_{dc}$. Vastaavasti kun kytkimet 1 ja 4 johtavat, on lähtöjännite $-U_{dc}$. Unipolaarisella ohjauksella voidaan muodostaa lisäksi kolmas taso, joka on 0 V. Jännite on 0 V, kun kytkimet 1 ja 2 tai 3 ja 4 ovat johtavassa tilassa. Kolme jännitetasoa mahdollistaa paremman lähtöjännitteen säädön. Unipolaarisella ohjauksella ensimmäinen kytkentätaajuinen komponentti

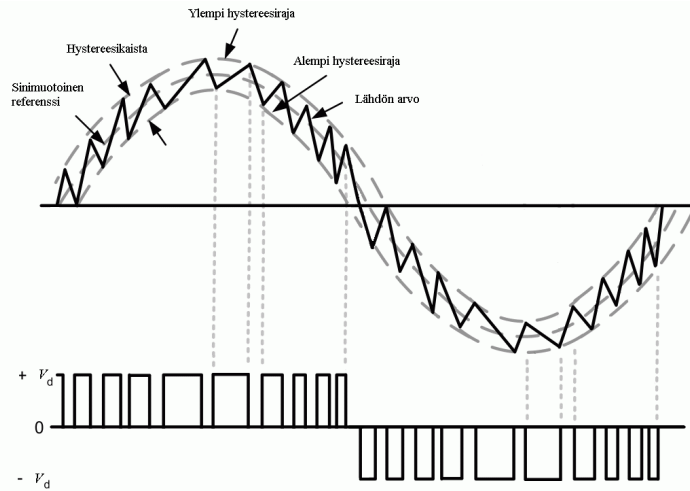
sijoittuu taajuudelle $2*f_{sw}$, jolloin suotimen rajataajuutta voidaan nostaa ja komponenttien arvot pienenevät.

Lähtöjännite toteutetaan moduloimalla. Modulointi voidaan toteuttaa erilaisilla menetelmillä. Periaatteena on luoda lähdön 50 Hz taajuinen jännite käyttäen huomattavasti korkeampaa taajuutta. 50 Hz:n taajuinen lähtöjännite saadaan korkeataajuisen signaalin tehollisarvona. Lähtösignaalin korkeataajuiset komponentit suodatetaan pois, jolloin lähtöjännite sisältää ideaalisessa tapauksessa vain 50 Hz:n taajuisen komponentin. Pulssinleveysmodulaatioissa (PWM) lähtöjännite muodostetaan muuttamalla kytkentätaajuisen jännitteen pulssinleveyttä. Kytkentätaajuus on kiinteä, vain pulssien leveyttä muutetaan halutun lähtöjännitteen käyrämuodon aikaansaamiseksi. PWM-signaali voidaan muodostaa sini-kolmio vertailulla, jossa siniaaltoja verrataan kolmioaaltoon ja pulssinleveys määräytyy niiden erotuksesta. Kun siniaallon amplitudi on kolmioaaltoa suurempi, on lähdön tila yksi. Kun taas siniaallon amplitudi on kolmioaaltoa pienempi, on lähdön tila nolla. Kuvassa 2.3 on esitetty 1 kHz:n taajuinen unipolaarinen PWM-signaali sekä signaalista suodatuksen jälkeen saatu 50 Hz:n taajuinen sinimuotoinen signaali.



Kuva 2.3. 1 kHz:n taajuinen PWM-signaali (yllä) sekä suodatuksen jälkeinen verkkotaajuinen signaali (alla).

Hystereesimodulaatio perustuu lähtösignaalin vertaamiseen johonkin tietettyyn signaaliin. Hystereesimoduloitu järjestelmä on siis jo valmiiksi säädetty järjestelmä, kun taas PWM-moduloitu järjestelmä vaatii lisäksi erillisen lähdön mittaamiseen perustuvan säädön. Hystereesimodulaation periaate on esitetty kuvassa 2.4.



Kuva 2.4. Hystereesimodulaation periaate unipolaarisella ohjauksella (Mathworks)

Kun lähtösignaalin ja vertailtavan signaalin erotus ylittää tai alittaa jonkin ennalta määrätyn raja-arvon, niin vaihtosuuntaajan kytkimiä kytketään. Hystereesimodulaatiolla ei siis ole mitään kiinteätä kytkentätaajuutta. Haluttaessa lähtöön 230 VAC 50 Hz jännite, on vertailusignaalin oltava 230 VAC ja taajuudeltaan 50 Hz. Unipolaarisella ohjauksella lähtöjännitteen arvon alittaessa vertailusignaalin arvon, kytketään lähtöön $+U_{dc}$ positiivisella puolijaksolla ja 0 V negatiivisella puolijaksolla. Lähtöjännitteen arvon ylittäessä vertailusignaalin arvon, kytketään lähtöön 0 V positiivisella puolijaksolla ja $-U_{dc}$ negatiivisella puolijaksolla.

Tarkasteltaessa modulointitekniikoita käytettävän LVDC-sovelluksen näkökulmasta, vaikuttaa hystereesimodulaatio osittain järkevämmältä vaihtoehdolta. Asiakkaan vaihtosuuntaaja on alustavasti tarkoitus asentaa sisätiloihin nykyisen kWh-mittarin tilalle, joten se ei saisi aiheuttaa

kytkentätaajuudesta aiheutuvaa häiritsevää ääntä. IGB-transistorit eivät mahdollista kuuloalueen ulkopuolelle sijoittuvaa kytkentätaajuutta suurien kytkentähäviöiden takia, joten kiinteätaajuisella PWM-signaalilla syötettyä invertteri tuottaa kuuloalueelle sijoittuvaa ääntä. Kiinteän kytkentätaajuuden puuttuessa hystereesimoduloidun invertterin lähtö sisältää useita taajuuksia ja sen tuottama ääni vastaakin siten kohinaa. Jos kytkentätaajuutta voitaisiin nostaa kuuloalueen ulkopuolelle, ei pulssinleveysmodulaatiokaan todennäköisesti aiheuttaisi häiritsevää ääntä.

Modulointimenetelmän valinta vaikuttaa myös suotimen valintaan. Esimerkiksi kytkentätaajuiselle komponentille suunniteltavaa hybridisuodinta, joka on alipäästösuotimen ja kaistanestosuotimen yhdistelmä, ei voida käyttää hystereesimoduloidussa vaihtosuuntaajassa, koska modulointi ei käytä kiinteää kytkentätaajuutta, jolloin hybridisuotimen kaistanesto ei ole tehokas menetelmä lähtöjännitteen suodattamiseen. Unipolaarista pulssinleveysmodulaatiota käytettäessä hybridisuodin puolestaan vaikuttaa lähteen (Peltoniemi, 2009) mukaan parhaimmalta vaihtoehdolta, koska se johtaa pienimpiin suotimen komponenttiarvoihin ja näin ollen todennäköisesti myös pienimpiin kustannuksiin. Hystereesimodulaation sisältäessä paljon pienitaajuisia jännitekomponentteja, ei niiden suodatus aseta samoja vaatimuksia kuin PWM-modulaation tapauksessa. Käytettäessä samaa suotimen topologiaa, voidaan siis todennäköisesti nostaa suotimen rajataajuutta. Vaihtoehtoisesti myös pienemmän kertaluvun suotimen käyttö voi olla mahdollista.

3. Vaihtosuuntaajan vaatimukset

Kappaleessa tarkastellaan vaihtosuuntaajan rakenteeseen, komponenttivalintoihin ja valittaviin jännitetasoihin vaikuttavia tekijöitä. Tarkastellaan lisäksi miten laitteen integrointi olemassa olevan järjestelmän yhteyteen vaikuttaa laitteen toteutukseen, sekä miten laitetta voitaisiin mahdollisesti yksinkertaistaa, jos esimerkiksi oikosulkusuojauksen syöttöön ei tarvittaisi nykyisten johdonsuojien vaatimaa oikosulkuvirtaa.

3.1 Asiakkaan vaihejännitteen laatuvaatimukset

Vaihtosuuntaajan on tarkoitus muodostaa asiakkaan vaihtojännite, joka on tehollisarvoltaan 230 VAC ja taajuudeltaan 50 Hz. Jännitteen tulee SFS-EN 50160 -standardin mukaan olla 95 % ajasta $230 \text{ VAC}_{\text{RMS}} \pm 10 \%$ ja taajuuden 99,5 % ajasta $50 \text{ Hz} \pm 1 \%$. Jännitteelle ilmoitettu huojunta lasketaan tehollisarvon 10 minuutin keskiarvosta. Hetkellisille muutoksille saadaan puolestaan määrittelyt välkyntärajoista, joita arvioidaan verkkoon kytkettyjen valolähteiden kirkkauden muuttumisena. Jännitteen kokonaissärön tulisi olla alle 8 %. Lähteessä (Partanen et al, 2010) on kuitenkin asetettu tavoitetasoksi jännitteelle 98 % ajasta $230 \text{ VAC} \pm 0 \%$, taajuudelle 100 % ajasta $50 \text{ Hz} \pm 0,1 \text{ Hz}$ ja kokonaissäröksi alle 5 %. Standardoitu kokonaissärön määrittely on kuitenkin valittu nykyisen AC-verkon mukaan, eikä se ota huomioon kuin perustaajuuden 40 ensimmäistä monikertaa, jolloin kokonaissärön laskennassa otetaan huomioon 50 Hz:n harmoniset vain 2 kHz:n asti. Koska vaihtosuuntaajassa käytetään huomattavasti 2 kHz:ä suurempaa kytkentätaajuutta, on sähköverkon standardin mukainen jännitteen laadun vaatimus todennäköisesti mahdollista täyttää myös ilman lähtöjännitteen suodinta. Tästä johtuen yli 2 kHz taajuudella sijaitseville komponenteille lähdettiin etsimään jotakin muuta määrittelyä.

Työssä tarkasteltavalle sovellukselle ei ole mitään olemassa olevaa sovelluskohtaista standardia, joten vaatimuksia lähdettiin etsimään yleisistä EMC-standardeista, jotka pätevät sellaisille laitteille, jolle ei ole omaa

laitekohtaista standardia. Koska vaihtosuuntaajan kytkentätaajuus sijoittuu todennäköisesti taajuusalueelle 10...100 kHz, yritettiin löytää jokin standardi, jossa häiriöjännitteen raja-arvot olisi määritetty vähintään samalla taajuusalueella, mutta mieluummin huomattavasti korkeammalle, koska vaihtosuuntaajan lähdössä on myös useita kytkentätaajuuden harmonisia komponentteja. Esimerkiksi CISPR- ja IEC 61000 -standardit sisältävät EMC määrittelyjä, jotka kattavat laitteiden häiriöpäästöt ja häiriön sietokyvyn. CISPR keskittyy kuitenkin suurimmaksi osaksi häiriöiden mittaamiseen tarkoitettujen laitteiden standardointiin, joten sitä ei lähdetty tutkimaan pidemmälle.

IEC 61000-sarja koostuu kuudesta osasta, jotka on esitelty lähteessä (IEC 61000). Standardin kuudes osa käsittelee laitteita, joilla ei ole tuotekohtaista EMC-standardia, jolloin niille sovelletaan yleistä määrittelyä. Standardi ei kuitenkaan sisältänyt määrittelyjä taajuusalueella 2...150 kHz. Raja arvot on määritelty vain 150 kHz:ä suuremmille taajuuksille.

SFS-EN 602040 sisältää määrittelyt UPS-laitteille, joiden rakenne on hyvin lähellä työn sovellusta. Kyseisen standardi määrittelee raja-arvot häiriöpäästöille kuitenkin vain 150 kHz suuremmille taajuuksille. Tästä johtuen on suositeltavampaa käyttää IEC 61000-sarjaa, koska se määrittelee raja-arvot samasta taajuudesta alkaen, mutta ei rajoita käyttöä vain tiettyyn sovellukseen eikä työn sovellusta voida yksikäsitteisesti luokitella UPS-laitteeksi.

Sähköverkossa yleistyvien AMR-mittareiden takia sähköverkossa tapahtuvan tiedonsiirron standardointi on edennyt jo pidemmälle. Standardi SFS-EN 50065-1 määrittelee verkkoon kytkettävien datalaitteiden verkkoon aiheuttamille häiriöpäästöille raja-arvot taajuusalueella 3...148,5 kHz. Kyseisen standardin sisältämä määrittely osuu juurikin halutulle taajuusalueelle ja koskee verkkoon aiheutettuja johtuvia häiriöitä. Standardin käsittelemä sovellus ei kuitenkaan ole kovinkaan lähellä työssä tarkasteltavaa sovellusta, mutta kyseinen standardi on tämän tarkastelun hetkellä ainoa, joka antaa jonkinlaiset raja-arvot kyseiselle taajuusalueelle.

Työssä tarkasteltavaa sovellusta lähimmäksi vertautuva kaupallinen sovellus on aurinkopaneeliin kytkettävä vaihtosuuntaaja, jolla aurinkopaneelin tuottama energia saadaan siirrettyä sähköverkkoon. Kyseiset vaihtosuuntaajat on suunniteltu täyttämään mm. standardit EN 50160, EN 61000-6-1, EN 61000-6-2, EN 61000-6-3 ja EN 61000-6-4, jotka käsittelevät lähtöjännitteen laatua (Danfoss, 2011). Kyseinen sovellus on siis tehty täyttämään hyvin samankaltaiset standardit kuin mitä edellä on esitetty.

Pidemmän tutkimisen sekä SESKO Oy:n konsultoinnin tuloksena LVDC-vaihtosuuntaajalle ei löytynyt mitään sovelluskohtaisempaa määrittystä, joten lähtöjännitteen laadulle päädyttiin käyttämään standardin SFS-EN 50160 mukaisia määrittämiä alle 2 kHz taajuuksille sekä standardin SFS-EN 50065-1 mukaisia määrittämiä taajuusalueelle 3...148,5 kHz. Taajuusalueelle 150...500 kHz voitiin puolestaan käyttää IEC 61000-6-3 standardia, jota käytetään myös mm. aurinkopaneeliin kytkettävien vaihtosuuntaajien suunnittelussa.

3.2 Galvaaninen erotus

Asiakasrajapinnan vaatimuksena on asiakkaan maadoitettu TN-järjestelmä. DC-verkko on kuitenkin maasta erotettu IT-järjestelmä, joten asiakkaan puoli tulee erottaa DC-verkosta galvaanisesti maadoituksen mahdollistamiseksi. Galvaaninen erotus voidaan toteuttaa vaihtosuuntaajan jälkeen asetettavalla muuntajalla tai vaihtosuuntaajan ja DC-verkon väliin asetettavalla galvaanisesti erottavalla DC-DC -konvertterilla. DC-DC -konvertteri mahdollistaa samalla vaihtosuuntaajalle syötettävän DC-jännitteen säätämisen. Konvertterilla on lisäksi mahdollista laskea DC-jännitteen arvoa, jolloin mm. vaihtosuuntaajan kytkinkomponentit voitaisiin valita pienemmällä jännitekestolla. Konvertterin DC-lähtöjännitettä olisi myös mahdollista hyödyntää suoraan syöttämään DC-kuormia, joihin lukeutuu mm. sähköauton lataus.

3.3 Oikosulkusuojaus

Jos vaihtosuuntaaja on tarkoitus kytkeä osaksi olemassa olevaa järjestelmää, on sen pystyttävä tuottamaan tarvittava oikosulkuvirta nykyisille johdonsuojakatkaisijoille, jotta 0,4 s poiskytkentäaika toteutuisi. 16 A nimellisvirralla oleva C-tyyppin johdonsuoja tarvitsee 160 A oikosulkuvirran 0,4 s poiskytkentäajan toteutumiseen. Vaihtosuuntaajan tulisi kyetä tuottamaan oikosulkuvirta sen hetkisen normaalin kuormituksen lisäksi. Julkiset sähköjakeluverkot suositellaan suunniteltavan siten, että pienin yksivaiheinen oikosulkuvirta tulisi olla vähintään 250 A käytettäessä C-tyyppin johdonsuojia (SFS 6000-8-801). Asiakasverkkoa syöttävää vaihtosuuntaajaa suunniteltaessa kyseinen suositus johtaa siihen, että kytkinkomponentit joudutaan ylivoimaisesti reilusti laitteen nimellistehoon nähden, koska esimerkiksi IGBT-transistorien ylivirtakestoisuus on erittäin huono. IGBT kestää nimellisen virran ylittävää virtaa vain hyvin lyhyen ajan, joka on tyyppillisesti sadoista mikrosekunneista joihinkin millisekunneihin (Partanen et al, 2010). Jos vaihtosuuntaajan yhden vaiheen teho on esimerkiksi 5,3 kVA, on nimellinen virta 23 A, jolloin kytkinkomponentit jouduttaisiin mitoittamaan yli kymmenkertaiselle virralle oikosulkuvirran syöttöä varten.

Lähteessä (Nuutinen, 2009) on testattu johdonsuojan korvaamista ohjatulla johdonsuojalla. Vaihtosuuntaajassa käytettiin virranrajoitinta ja oikosulku tunnistettiin mittaamalla. Johdonsuoja laukaistiin vaihtosuuntaajan ohjauselektronikalla, kun oikosulku huomattiin. Menetelmää käytettäessä vaihtosuuntaajan kytkinkomponenteilta ei vaadittaisi niin suurta virrankestoä nimelliseen virtaan verrattuna ja kytkinten virrankesto voitaisiin valita vain syötettävän kuorman vaatimusten perusteella.

Vaikka 250 A:n oikosulkuvirran syöttö unohdettaisiinkin vaatimuksista, joudutaan vaihtosuuntaaja todennäköisesti silti mitoittamaan huomattavasti nimellisvirtaa suuremmalle virrankestolle. Esimerkiksi joidenkin kodinkoneiden, työkalujen ja laitteiden sisältämät moottorit saattavat vaatia käynnistyessään jopa

100 A virtaa. Vaihtosuuntaaja olisi toki mahdollista toteuttaa virranrajoittimella ja rajoittaa virta johonkin kiinteään maksimiarvoon. Virran rajoittaminen aiheuttaa kuitenkin jännitteen aleneman, koska kuorman tarvitsemaa virtaa ei saada syötettyä. Jännitteen heilahtelu saattaisi myös häiritä muita vaihtosuuntaajan samaan syöttöön kytkettyjä laitteita. Osa moottoreista ei myöskään ole suositeltavaa käynnistää liaksi rajoitetulla virralla. Esimerkiksi kompressorin käynnistys rajoitetulla virralla saattaa johtaa tilanteeseen, jossa kompressori ei kykene käynnistymään.

Mitoitus voitaisiin tehdä myös kiinteistöjen nykyisten pääsulakkeiden mukaan. Pääsulakkeina käytetään tyypillisesti 25 tai 35 A gG-sulakkeita. Kyseisten sulakkeiden on kestettävä 1,25-kertaista nimellistä virtaa vähintään tunnin ajan. 1,6-kertaisella nimellisellä virralla katkaisu tulee tapahtua tunnin sisään. Kolminkertaisella virralla katkaisu täytyy tapahtua viidessä sekunnissa. Ominaisuudet on esitetty standardissa SFS-EN 60269-1.

3.4 DC-jännitetason valinta

DC-DC konvertteri mahdollistaa vaihtosuuntaajan syötön DC-jännitetason alentamisen. Tasasähköä voitaisiin hyödyntää suoraan joidenkin laitteiden syöttöön. Lähteessä (Paajanen, 2009) on tutkittu tasasähkön hyödyntämismahdollisuuksia kiinteistöjen sisätiloissa, esimerkiksi lämmityksen ja valaistuksen syöttöön. Tasasähköä voitaisiin myös hyödyntää sähköauton lataamiseen. Sähköauton akkua voitaisiin samalla hyödyntää kiinteistön energiavarastona, jota voitaisiin käyttää verkon kuormituksen tasaamiseen ja samalla mahdollistaa energian saanti myös sähkökatkoksen aikana.

DC-jännitteen arvolle lähdettiin etsimään rajoituksia. Esimerkiksi vaihtosuuntaajan lähtöjännitteen huippuarvon tulee olla 325 VAC, jolloin konvertterin lähtöjännitteen arvo ei saa alittaa arvoa 325 VDC. Olemassa olevan kaapeloinnin hyödyntämiseksi jännite ei saa toisaalta ylittää arvoa 500 VDC, koska $2,5 \text{ mm}^2$ poikkipinta-alalla olevalle MMJ:lle on ilmoitettu

jännitteenkestoksi 500 V. Jännitetason valinta rajoittuu siis välille 325...500 VDC. Standardissa SFS-IEC 60038 on ilmoitettu suosituksia käytettäville jännitetasoille, jotka ovat tasajännitteelle mm. 110, 220, 440, 750 ja 1500 VDC. Tasajänniteverkon jännitetasot 750 ja 1500 VDC on myös valittu kyseisistä suositelluista jännitetasoista. Standardi SFS-IEC 60038 on kuitenkin kumottu työn valmistumisen aikana, mutta korvaavassa standardissa SFS-EN 60038 on mainittu alle 750 VDC käyttöjännitteellä toimivien laitteiden yhdeksi suositelluksi jännitetasoksi 440 VDC. Uusi standardi ei enää kuitenkaan sisällä määrittelyjä yli 750 VDC jännitteille.

Yhtenä valintakriteerinä voitiin myös käyttää sähköauton latausta. Tällä hetkellä saatavilla olevissa sähköautoissa käytetään akkujännitteitä väliltä 330...375 VDC (Fisker, 2012) (Mitsubishi, 2011) (Tesla, 2006). Latausjännite on kuitenkin hieman korkeampi, noin 110...120 % nimellisestä jännitteestä akkutyypistä riippuen, jolloin latausjännitteiksi saadaan 360...450 VDC. Sähköauton DC-latauspisteelle ei vielä ole määritetty mitään standardijännitettä, mutta jännitetason voisi olettaa olevan jokin standardissa SFS-IEC 60038 mainituista jännitetasoista. Sähköautot tulevat kuitenkin todennäköisesti edelleen käyttämään erilaisia akkujännitteitä ja ne sovitetaan tulevaan DC-latauksen standardiliityntään käyttämällä hakkuria, joka sijaitsee auton sisällä.

Jännitetasoksi voitiin siis valita 440 VDC, koska se oli aiemmin mainittujen rajojen sisällä, soveltui kohtuullisen hyvin sähköauton akkujen latausjännitteeksi ja oli myös suositeltujen jännitetasojen joukossa. Pienempi DC-jännite mahdollistaisi myös energiavaraston yksinkertaisemman toteutuksen, koska mm. elektrolyyttikondensaattoreita on helpommin saatavilla, kun jännitekestoisuudelle ei ole niin suuria vaatimuksia. Akuilla toteutettu energiavarasto olisi myös helpommin toteutettavissa pienemmällä jännitteellä. Sähköautojen yleistyessä energiavarasto olisi myös mahdollista toteuttaa auton akustoa hyödyntäen, jolloin liityntänä käytetään auton latauspistettä.

3.5 Hyötysuhde

Vaihtosuuntaajan tulisi toimia mahdollisimman hyvällä hyötysuhteella jatkuvasti. Hyötysuhde kuitenkin vaihtelee kuormituksen mukaan. Lähteessä (Nuutinen, 2007) on esitetty laskennallinen hyötysuhteen arvo kuormituksen mukaan 10 kVA:n vaihtosuuntaajalle, josta nähdään, että kyseinen vaihtosuuntaaja toimi parhaimmalla hyötysuhteella vain kapealla tehoalueella, joka oli noin 30...80 % nimellisestä tehosta. Hyötysuhde oli huonoimmillaan erittäin pienellä kuormituksella. Tämä johtuu osittain siitä, että vaihtosuuntaajan ohjaus ja oheiselektronikka vievät saman tehon jatkuvasti kuormituksesta riippumatta. Lähtöjännitteen suotimesta kulkee myös samansuuruinen kytkentätaajuinen virta kuormituksesta riippumatta.

LVDC-järjestelmän vaihtosuuntaajan tulisi kuitenkin toimia laajalla tehoalueella korkealla hyötysuhteella. Esimerkiksi sähkölämmitteisessä talossa on talvella huomattavasti enemmän kuormaa. Myös sähkökiukaan käyttö aiheuttaa lyhytaikaisen kuormituksen kasvun. Vaihtosuuntaaja joudutaan siis mahdollisesti mitoittamaan suurelle nimellisteholle, jolloin se toimii suuren osan ajasta nimellistehoa huomattavasti pienemmällä teholla ja hyötysuhde saattaa romahtaa. Yksi mahdollisuus olisi kytkeä monta pienempitehoista vaihtosuuntaajaa rinnakkain, jolloin osa suuntaajista voitaisiin kytkeä päälle vain esimerkiksi silloin, kun lämmitystä tai saunan kiuasta käytetään. Työssä tarkasteltava kolmivaiheinen vaihtosuuntaaja koostuu kolmesta yksivaiheisesta suuntaajasta, jolloin nimellinen teho on jo jaettu kolmeen osaan, koska osa vaiheista on mahdollista sammuttaa, jos suuntaajaan ei ole kytkettynä kolmivaiheista kuormaa. Yhtenä tavoitteena oli määrittää suuntaajan yhden moduulin optimaalinen teholuokka, jolloin nähdään olisiko parempi käyttää vain yhtä kolmivaiheista suuren nimellistehon vaihtosuuntaajaa, vai kenties useampaa pienemmän nimellistehon suuntaajaa, joista osa käynnistettäisiin vain kuormituksen kasvaessa. Vertailtavat teholuokat on esitetty taulukossa 3.1.

Taulukko 3.1 Vertailtavat teholuokat

Teho/3-vaihetta [kVA]	11,04	14	16	18	20	50	100
Teho/1-vaihe [kVA]	3,68	4,67	5,33	6,00	6,67	16,67	33,33
Virta [A]	16,00	20,29	23,19	26,09	28,99	72,46	144,93

Tarkastelun nollatasoksi valittiin 11 kVA, jolloin yhden vaiheen nimellinen virta on 16 A jolloin se on mahdollista kytkeä 16 A:n johdonsuojaan. Tämän lisäksi valittiin teholuokka 18 kVA, joka vastaa noin 25 A suuruista pääsulaketta. 50 kVA ja 100 kVA vastaavat puolestaan tilannetta, jossa vaihtosuuntaaja syöttää useampaa kiinteistöä yhtäaikaisesti. Näiden lisäksi valittiin vielä muutama teholuokka niiden välistä.

4. Vaihtosuuntaussilta ja jäähdytys

Tarkastelussa keskityttiin kokosiltatyypiseen vaihtosuuntaussiltaan, jossa on neljä kytkintä. Kytkiminä on mahdollista käyttää erilaisia transistoreja, joista jokaisella tyypillä on hieman erilaiset vahvuudet ja heikkoudet. Transistorien ominaisuuksia vertailtiin sekä tutkittiin niiden soveltuvuutta erilaisille kytkentätaajuuksille ja nimellisvirroille.

4.1 Kytkinkomponenttien vertailu

Kuvassa 2.1 esitetty vaihtosuuntaussilta on toteutettavissa usealla erilaisella transistoriteknikalla. Mahdolliset transistorityypit ovat IGBT, MOSFET CoolMOS ja SiC JFET. Taulukkoon 4.1 on koottu joitakin työn teon hetkellä saatavilla olevia transistoreita ja niiden ominaisuuksia kaikista mainituista transistoritopologioista.

Taulukko 4.1 Kytkinkomponenttien vertailu jännitekeston, virtakeston sekä johtavuustilan esistanssin osalta. Komponenttien kappalehinnoissa on huomioitu mahdolliset määräalennukset 1000 kpl erään asti.

Tyyppi	Kytkin	Jännite [V]	Nimellisvirta [A]	Ron [mΩ]	Virta [A]	Lämpötilassa [°C]	a' hinta alv 0 % [€]
IGBT Dual	SK75GB12T4T	1200	80	10	65	70	20,45
	SK100GB12T4T	1200	100	7,5	80	70	24,96
	SKM100GB123D	1200	100	14,6	90	80	38,52
	SKM100GB12V	1200	100	8,1	121	80	38,12
	SKM145GB123D	1200	145	11	110	80	45,81
	SKM150GB12V	1200	150	5,4	176	80	49,41
	SKM150GB12VG	1200	150	6	169	80	55,65
	SKM200GB123D	1200	150	7,3	180	85	69,91
	SKM200GB12V	1200	200	4	237	80	69,24
	SKM300GB12V	1200	300	3	319	80	90,98
	Semix151GB12T4s	1200	150	7	179	80	54,67
	Semix151GB12Vs	1200	150	5,4	176	80	60,92
IGBT SixPack	Semix223GD12Vc	1200	225	4	246	80	248,17
	SJDP120R045	1200	48	45	30	100	63,96
SiC JFET	SJDP120R085	1200	27	85	17	100	28,2
	SJEP120R063	1200	30	63	30	125	54,79
	SJEP120R100	1200	17	100	17	100	20,84
	SJEP120R100	1200	17	100	17	100	20,84
MOSFET	APT100UM45FAG	1000	215	52	160	80	251,83
	IXFN36N100	1000	36	240	23	100	33,7
	IXFN32N120	1200	32	350	21	100	24,09
	IXFX20N120	1200	20	750	14	100	16,52
	IXFB44N100Q3	1000	44	220	32	100	18,3
CoolMOS	SPW52N50C3	500	52	70	30	100	5,22
	SPW35N60CFD	600	34	118	21	100	6,9
	SPW47N60C3	650	47	70	30	100	7,99
	SPW20N60C3	650	20,7	190	13,1	100	3,27
	IPW60R041C6	600	77,5	41	49	100	8,15
MOSFET	IXFB132N50P3	500	132	39	82	100	9,98
	IXFB120N50P2	500	120	43	80	100	11,4
	FDL100N50F	500	100	43	60	100	7,95
IGBT Dual	SKM145GB066D	600	195	3,7	120	80	32,77
IGBT Single	SGL160N60UFDTU	600	160	-	80	100	5,87

Taulukosta 4.1 huomataan, että haluttaessa täyttää 250 A:n oikosulkuvirran vaatimus, on IGBT ainut vaihtoehto, jos käytetään vain yhtä transistoria yhtä vaihtosuuntaajan kytkintä kohti. Muilla komponenteilla 250 A kesto vaatii transistorien rinnankytkentää yhden kytkimen muodostamiseksi. IGBT:llä on lisäksi selkeästi pienin johtavuustilan resistanssi, joka johtaa pienimpiin johtavuustilan häviöihin. MOSFET:lla on puolestaan suurin johtavuustilan resistanssi, noin satakertainen IGBT:hen verrattuna. Poikkeuksena tosin Microsemin valmistama suuremman virtakestoisuuden APTM100UM45FAG, jolla $R_{DS(on)}$ on vain 52 m Ω . JFET:in johtavuustilan resistanssi on noin kymmenkertainen IGBT:hen verrattuna, mutta vain viidesosa MOSFET:iin verrattuna. JFET:jä valmistetaan myös avaustyyppisenä, jolloin ne saattavat vaatia varotoimenpiteitä sovelluksesta riippuen. Esimerkiksi tehoelektronikan kytkinkäytössä avaustyyppin kytkinkomponentti saattaa aiheuttaa suurien virtojen kulkemisen hilaohjauksen puuttuessa. 500...650 V jännitekestoisilla komponenteilla tilanne on lähes vastaava IGBT:n ja MOSFET:in osalta. CoolMOS:lla on kuitenkin MOSFET:ia suurempi johtavuustilan resistanssi. Huomionarvoinen asia on myös se, että pienemmän jännitekeston omaavilla MOSFET:illa on huomattavasti pienempi johtavuustilan resistanssi kuin suuremman jännitekeston MOSFET:illa. Transistorien häviöitä ei kuitenkaan voida suoraan päätellä pelkästä johtavuustilan resistanssista, koska myös kytkentätilanne aiheuttaa häviöitä, jotka muodostuvat merkittävämmäksi tekijäksi käytettäessä korkeita kytkentätaajuuksia.

Taulukossa 4.2 on esitetty hintavertailu eri kytkinkomponenttien välillä. Vertailu on tehty virtakestoille 50, 100, 150, 200 ja 250 A. Taulukosta nähdään, että 1200 V jännitekestoisista komponenteista halvimmaksi tulee IGBT. SiC JFET:jä joutuu pahimmassa tapauksessa kytkemään rinnakkain jopa 15 kappaletta, jolloin kolmivaiheiseen vaihtosuuntaajan tarvitaan 180 kappaletta transistoreja. MOSFET:it asettuvat hieman JFET:ien alapuolelle kustannuksissa. 500...650 V jännitekestoisilla komponenteilla kustannuserot ovat huomattavasti tasaisemmat, jolloin komponenttien häviöt näyttelevät merkittävämpää osaa valinnan tekemisessä. IGBT-moduleja käytettäessä ei näytetä saavutettavan etua

hankintakustannusten kannalta valittaessa komponentti pienemmällä jännitteenkestolla. Suuremman jännitekeston komponentti on jossain tapauksessa jopa halvempi. MOSFET sen sijaan on huomattavasti halvempi, kun sen jännitekestoisuudelta vaaditaan vähemmän.

Taulukko 4.2 Kytinkomponenttien hintavertailu 50, 100, 150, 200 ja 250 A:n virrankestolle. Kokonaishinta on laskettu kolmivaiheiselle vaihtosuuntaajalle, joka koostuu 12 kappaleesta kytkimiä. Rinnakkaisten kytkimien tapauksessa transistoreja 12*n kappaletta. Punaisella merkityt arvot kertovat kyseisen virtakeston kalleimman yhdistelmän ja vihreällä merkityt halvimman yhdistelmän. Komponenttien kappalehinnoissa on huomioitu mahdolliset määrälaskennukset 1000 kpl erään asti.

Tyyppi	Kytkin	Virta [A]	Lämpötilassa [°C]	a' hinta alv 0 % [€]	Rinnakkaisten kytkimien määrä					Kokonaishinta				
					50A	100A	150A	200A	250A	50A	100A	150A	200A	250A
IGBT Dual	SK75GB12T4T	65	70	20,45	-	2	3	4	4	123	245	368	491	491
	SK100GB12T4T	80	70	24,96	-	2	2	3	4	150	300	300	449	599
	SKM100GB123D	90	80	38,52	-	2	2	3	3	231	462	462	693	693
	SKM100GB12V	121	80	38,12	-	-	2	2	3	229	229	457	457	686
	SKM145GB123D	110	80	45,81	-	-	2	2	3	275	275	550	550	825
	SKM150GB12V	176	80	49,41	-	-	-	2	2	296	296	296	593	593
	SKM150GB12VG	169	80	55,65	-	-	-	2	2	334	334	334	668	668
	SKM200GB123D	180	85	69,91	-	-	-	2	2	419	419	419	839	839
	SKM200GB12V	237	80	69,24	-	-	-	-	2	415	415	415	415	831
	SKM300GB12V	319	80	90,98	-	-	-	-	-	546	546	546	546	546
Semix151GB124s	Semix151GB124s	179	80	54,67	-	-	-	2	2	328	336	336	656	656
	Semix151GB12Vs	176	80	60,92	-	-	-	2	2	366	366	366	731	731
IGBT SixPack	Semix223GD12Vc	246	80	248,17	-	-	-	-	2	248	248	248	248	496
SiC JFET	SJDP120R045	30	100	63,96	2	4	5	7	9	1535	3070	3838	5373	6908
	SJDP120R085	17	100	28,2	3	6	9	12	15	1015	2030	3046	4061	5076
	SJEP120R063	30	125	54,79	2	4	5	7	9	1315	2630	3287	4602	5917
	SJEP120R100	17	100	20,84	3	6	9	12	15	750	1500	2251	3001	3751
MOSFET	APTM100UM45FAG	160	80	251,83	-	-	-	2	2	3022	3022	3022	6044	6044
	IXFN36N100	23	100	33,7	3	5	7	9	11	1213	2022	2831	3640	4448
	IXFN32N120	21	100	24,09	3	5	7	10	12	867	1445	2024	2891	3469
	IXFX20N120	14	100	16,52	4	8	11	15	18	793	1586	2181	2974	3568
	IXFB44N100Q3	32	100	18,3	2	4	5	7	8	439	878	1098	1537	1757
600/500V														
COOLMOS	SPW52N50C3	30	100	5,22	2	4	5	7	9	125	251	313	438	564
	SPW35N60CFD	21,1	100	6,9	3	5	7	10	12	248	414	580	828	994
	SPW47N60C3	30	100	7,99	2	4	5	7	9	192	384	479	671	863
	SPW20N60C3	13,1	100	3,27	4	8	12	16	20	157	314	471	628	785
	IPW60R041C6	49	100	8,15	2	3	4	5	6	196	293	391	489	587
MOSFET	IXFB132N50P3	82	100	9,98	1	2	2	3	4	120	240	240	359	479
	IXFB120N50P2	80	-	11,4	1	2	2	3	4	137	274	274	410	547
	FDL100N50F	81	-	7,95	1	2	2	3	4	95	191	191	286	382
IGBT Dual	SKM145GB066D	120	80	32,77	1	1	2	2	3	197	197	393	393	590
IGBT Single	SGL160N60UFDTU	80	100	5,87	1	2	2	3	4	70	141	141	211	282

Pienimmät hankintakustannukset saavutetaan 600 V:n jännitekestolla olevalla TO-264 koteloidulla IGBT:llä. Jos jännitekestolta vaaditaan vähintään 1000 V, ovat IGBT-moduulit selkeästi halvin vaihtoehto. Koska DC-jännitteeksi valittiin aiemmin 440 VDC, voidaan 500...650 VDC jännitekestoiset komponentit rajata myöhemmin tehtävän tarkastelun ulkopuolelle, koska niiden jännitekesto ei tarjoa riittävää varmuusmarginaalia. Jännitekeston tulee olla lähes

kaksinkertainen DC-syöttöjännitteeseen verrattuna, koska suotimen induktanssi saattaa aiheuttaa suuria jännitepiikkejä kuormituksen muuttuessa äkillisesti. Verkon induktanssi johtaa myös jännitepiikkeihin kytkentätilanteessa.

Koska JFET:it vaativat lisäksi rinnalleen erilliset diodit, laskettiin kustannukset lisäksi diodien kanssa. Diodeiksi valittiin saman valmistajan valikoimasta 30 A nimellisellä virtakestellä olevat SDP30S120-piikarbididiodit. Koska vertailuun valittujen MOSFET:it sisäisille diodeille ei löytynyt kaikkia tarvittavia parametreja häviölaskuja varten, päädyttiin niiden kanssa käyttämään myös SDP30S120-piikarbididiodia, jotta tulokset olisivat vertailukelpoisia keskenään. Taulukossa 4.3 on esitetty kustannukset erilaisille virtakestoille 1000...1200 VDC jännitekeston MOSFET- ja JFET-transistoreille, kun kustannuksissa huomioidaan myös erilliset rinnakkaisdiodit. Diodeja oletettiin olevan sama määrä kuin transistoreja.

Taulukko 4.3 JFET- ja MOSFET-transistorien hintavertailu 50, 100, 150, 200 ja 250 A:n virrankeston. Kokonaishinta on laskettu kolmivaiheiselle vaihtosuuntaajalle, joka koostuu 12 kappaleesta kytkimiä sekä 12 kappaleesta rinnakkaisia diodeja. Rinnakkaisten kytkimien tapauksessa transistoreja ja diodeja 12*n kappaletta. Komponenttien kappalehinnoissa on huomioitu mahdolliset määrälennukset 1000 kpl erään asti.

Tyyppi	Kytkin	Virta [A]	Lämpötilassa [°C]	a' hinta alv 0 % [€]	diodin a' hinta alv 0 % [€]	Rinnakkaisten kytkimien määrä					Kokonaishinta				
						50A	100A	150A	200A	250A	50A	100A	150A	200A	250A
SIC JFET	SJDP120R045	30	100	63,96	34,46	2	4	5	7	9	2362	4724	5905	8267	10629
	SJDP120R085	17	100	28,2	34,46	3	6	9	12	15	2256	4512	6767	9023	11279
	SJEP120R063	30	125	54,79	34,46	2	4	5	7	9	2142	4284	5355	7497	9639
	SJEP120R100	17	100	20,84	34,46	3	6	9	12	15	1991	3982	5972	7963	9954
MOSFET	IXFN36N100	23	100	33,7	34,46	3	5	7	9	11	2454	4090	5725	7361	8997
	IXFN32N120	21	100	24,09	34,46	3	5	7	10	12	2108	3513	4918	7026	8431
	IXFX20N120	14	100	16,52	34,46	4	8	11	15	18	2447	4894	6729	9176	11012
	IXFB44N100Q3	32	100	28,73	34,46	2	4	5	7	8	1517	3033	3791	5308	6066

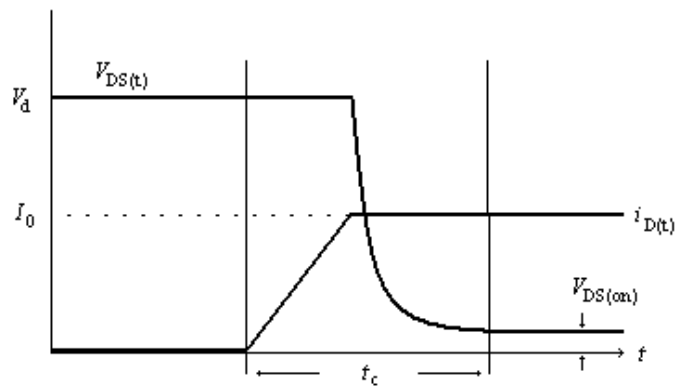
Taulukosta 4.3 voidaan huomata, että erillisten piikarbididiodien lisäys kasvattaa kustannuksia huomattavasti taulukossa 4.2 esitettyihin arvoihin verrattuna.

4.2 Kytkinkomponenttien vertailu häviöiden kannalta

Jotta kytkinkomponenttien kokonaiskustannuksia voitiin vertailla, täytyi hankintakustannusten lisäksi ottaa transistorien häviöt huomioon. Jokin kalliimman hankintakustannuksen komponentti saattaa pidemmällä aikavälillä tulla halvemmaksi, jos sen häviöt ovat pienemmät halvemman hankintakustannuksen komponenttiin verrattuna. Taulukon 4.1 perusteella IGB-transistoreilla on huomattavasti pienemmät johtavuustilan häviöt muihin transistoritekniikoihin verrattuna. Kokonaishäviöitä tutkittaessa täytyi myös ottaa huomioon komponenttien kytkentähäviöt. Häviöitä tutkittiin myös usealla erilaisella kytkentätaajuudella. Lähteessä (Nuutinen, 2007) oli verrattu kahta IGBT-moduulia kahdella erilaisella kytkentätaajuudella. Molempien hyötysuhde oli lähes sama pienemmällä taajuudella, mutta korkeampaa taajuutta käytettäessä toinen moduuli toimi selkeästi paremmalla hyötysuhteella. Koska työssä oli tarkoitus vertailla myös erilaisia transistoritekniikoita, oli tärkeä selvittää, millä taajuudella ja kuormituksella mikäkin transistorityyppi toimii parhaalla hyötysuhteella. Tämä helpottaisi transistoritekniikan valintaa sovelluskohtaisesti.

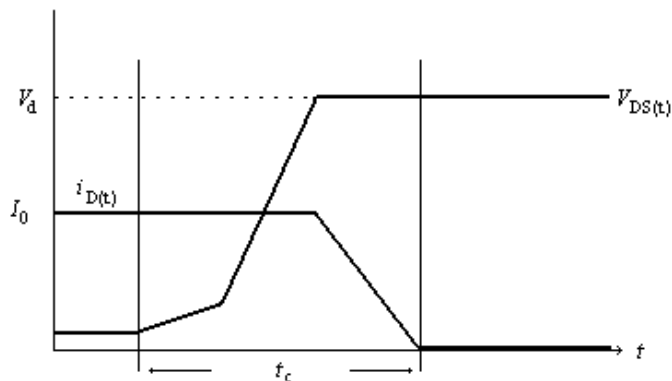
4.2.1 Kytkentähäviöiden syntymekanismit

Lähteessä (Mohan, 2003) on esitetty kytkentähäviöiden syntymekanismit MOSFET:lla ja IGBT:llä. Häviöitä on tarkasteltu DC-DC step-down -muuntimen kytkennässä. Kytkentätilanteen käyrämuodot perustuvat induktiiviseen kuormaan, jolloin induktanssi rajoittaa virran nousunopeutta. Työssä tarkasteltavan vaihtosuuntaajan lähdössä oletettiin käytettävän kuristimellista suodinta, jolloin suotimen induktanssi rajoittaa myös virran nousunopeutta. Käyrämuotojen voitiin siis olettaa olevan hyvin samankaltaisia. Kuvassa 4.1 on esitetty nieluvirran i_D sekä nielun ja lähteen välisen jännitteen V_{DS} käyrämuodot MOSFET:n sytytyksessä.



Kuva 4.1 Virran i_D sekä nielun ja lähteen välisen jännitteen V_{DS} käyrämuodot MOSFET:n sytytyksessä (Mohan, 2003)

MOSFET:n sytytyksessä nielun virta alkaa kasvaa, kunnes se on yhtä suuri kuormavirran I_0 kanssa. V_{DS} pysyy arvossa V_d , kun $i_D < I_0$. V_d alkaa laskea eksponentiaalisesti, kun $i_D = I_0$ ja jää lopulta arvoon $V_{DS(on)}$. Kuvassa 4.2 on esitetty nieluvirran i_D sekä nielun ja lähteen välisen jännitteen V_{DS} käyrämuodot MOSFET:n sammutuksessa.

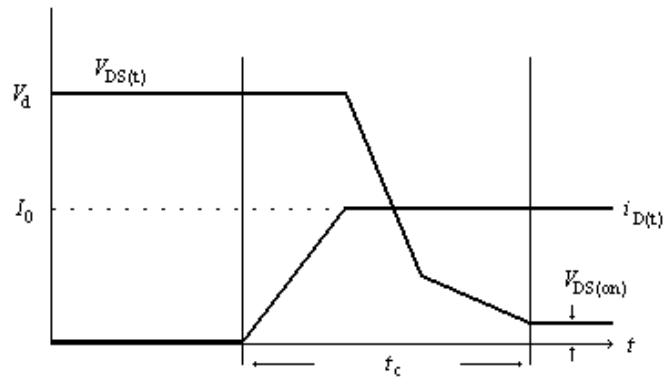


Kuva 4.2 Virran i_D sekä nielun ja lähteen välisen jännitteen V_{DS} käyrämuodot MOSFET:n sammutuksessa (Mohan, 2003)

Jännite V_{DS} alkaa nousta ja virta i_D pysyy arvossa I_0 . Kun jännite V_{DS} saavuttaa arvon V_d , alkaa virta i_D laskea, kunnes se saavuttaa arvon 0. Sytytyksen ja sammutuksen kytkennästä johtuvat häviöt tapahtuvat pääasiassa aikavälillä t_c , jolloin $V_{DS} \cdot i_D$ saa suuren arvon. Lämpötila ei vaikuta MOSFET:n kytkentähäviöihin, koska sen kapasitanssit eivät ole lämpötilasta riippuvia

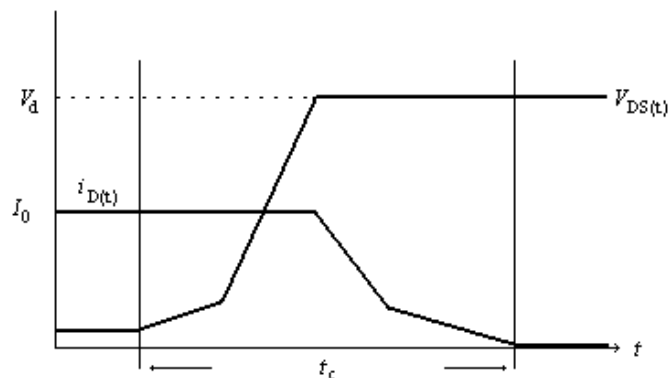
(Mohan, 2003). Johtavuustilan häviöissä on lämpötila kuitenkin huomioitava, koska johtavuustilan resistanssin $R_{DS(on)}$ arvo on lämpötilasta riippuva.

Kuvassa 4.3 on esitetty nieluvirran i_D sekä nielun ja lähteen välisen jännitteen V_{DS} käyrämuodot IGBT:n sytytyksessä.



Kuva 4.3 Virran i_D sekä nielun ja lähteen välisen jännitteen V_{DS} käyrämuodot IGBT:n sytytyksessä (Mohan, 2003)

IGBT:n sytytys muistuttaa hyvin paljon kuvassa 4.1 esitettyä MOSFET:n sytytystä. Samankaltaisuus johtuu siitä, että IGBT toimii MOSFET:n tavoin suurimman osan ajasta sytytyksessä. IGBT:n pnp-osa ei kuitenkaan siirry johtavaan tilaan niin nopeasti kuin MOSFET-osa, joten $V_{DS(on)}$ saavutetaan vasta kun pnp-osa on täysin johtavassa tilassa (Mohan, 2003). Kuvassa 4.4 on esitetty nieluvirran i_D sekä nielun ja lähteen välisen jännitteen V_{DS} käyrämuodot IGBT:n sammutuksessa.



Kuva 4.4 Virran i_D sekä nielun ja lähteen välisen jännitteen V_{DS} käyrämuodot IGBT:n sammutuksessa (Mohan, 2003)

Kuvan 4.4 perusteella IGBT:n sammutus muistuttaa kuvassa 4.2 esitettyä MOSFET:n sammutusta. IGBT:llä nielun virta i_D ei kuitenkaan laske yhtä nopeasti koko matkaa, vaan käyrämuodosta on havaittavissa kaksi erillistä vaihetta. Jälkimmäistä vaihetta kutsutaan virran hännäksi. Häntä johtuu n^- -alueeseen varastoituneesta varauksesta ja aiheuttaa MOSFET:ia suuremman häviön sammutukseen.

Avaustyyppin JFET käyttäytyy hyvin vastaavalla tavalla MOSFET:n kanssa ja samoja menetelmiä voidaan käyttää häviöiden laskemiseen. Suurin ero tulee siitä, että JFET vaatii negatiivisen ohjausjännitteen sammutukseen, kun MOSFET:lla sammutus vaatii positiivisen jännitteen.

4.2.2 Kytkevähäviöiden laskenta

Häviöiden vertailu tehtiin laskennallisesti. Lähteissä (Infineon, 2006), (Infineon, 2009), (Infineon 2010), (Nuutinen, 2007) ja (Wintrich, 2011) on esitetty menetelmiä transistorien kytkentä- ja johtavuushäviöiden laskentaan. Semikronin valmistamille IGBT:lle häviöt voidaan myös määrittää Semisel-nimisellä verkossa käytettävällä laskurilla (Semisel, 2012). Semisel laskurin käyttö on kuitenkin erittäin työlästä, jos tarkoitus on määrittää häviöt usealla erilaisella komponentilla, kuormituksella sekä kytkentätaajuudella, koska häviöt saadaan määritettyä vain yhdessä toimintapisteessä kerrallaan. Laskuri osaa kuitenkin määrittää myös komponenttien lämpötilan toimintapisteessä sekä käyttäjän määrittelemässä ylikuormitustilanteessa, kun jäähdytykselle annetaan parametrit. Laskuri ei kuitenkaan ole hyödyllinen tehtäessä vertailua muihin kuin Semikronin valmistamiin komponentteihin, koska laskentamenetelmästä ei ole tarkkaa kuvausta, eikä komponenteille voi itse määrittää parametreja. Tästä johtuen päädyttiin käyttämään yleisiä laskentamenetelmiä, jotta kaikkien tarkasteltavien komponenttien häviöt saatiin laskettua samaa menetelmää käyttäen ja niistä saatiin keskenään vertailukelpoisia.

Lähteessä (Infineon, 2010) kuvatussa häviöiden laskentamenetelmässä transistorin johtavuushäviöt ovat

$$P_{\text{cond,T}} = \frac{1}{2} \left(U_{\text{CE0}} \cdot \frac{\hat{i}}{\pi} + r_{\text{CE}} \cdot \frac{\hat{i}^2}{4} \right) + M \cdot \cos(\varphi) \cdot \left(U_{\text{CE0}} \cdot \frac{\hat{i}}{8} + \frac{1}{3\pi} \cdot r_{\text{CE}} \cdot \hat{i}^2 \right), \quad (4.1)$$

jossa U_{CE0} on transistorin johtavuustilan jännitehäviö, \hat{i} virran huippuarvo ja r_{CE} transistorin johtavuustilan resistanssi. Transistorin kytkentähäviöt ovat

$$P_{\text{sw,T}} = \frac{1}{\pi} \cdot f_{\text{sw}} (E_{\text{on}} + E_{\text{off}}) \cdot \frac{\hat{i}}{I_{\text{nom}}} \cdot \frac{U_{\text{DC}}}{U_{\text{nom}}}, \quad (4.2)$$

jossa E_{on} ja E_{off} ovat transistorin sytytys- ja sammutusenergiat, I_{nom} virta, jolla kytkentäenergiat on ilmoitettu ja U_{nom} jännite, jolla kytkentäenergiat on ilmoitettu komponentit datalehdessä. Diodin johtavuustilan häviö on

$$P_{\text{cond,D}} = \frac{1}{2} \left(U_{\text{F0}} \cdot \frac{\hat{i}}{\pi} + r_{\text{F}} \cdot \frac{\hat{i}^2}{4} \right) + M \cdot \cos(\varphi) \cdot \left(U_{\text{F0}} \cdot \frac{\hat{i}}{8} + \frac{1}{3\pi} \cdot r_{\text{F}} \cdot \hat{i}^2 \right), \quad (4.3)$$

jossa U_{F0} on diodin kynnsjännite ja r_{F} diodin johtavuustilan resistanssi. Diodin kytkentähäviöt ovat

$$P_{\text{sw,D}} = \frac{1}{\pi} \cdot f_{\text{sw}} \cdot E_{\text{rr}} \cdot \left(0,45 \cdot \frac{\hat{i}}{I_{\text{nom}}} + 0,55 \right) \cdot \frac{U_{\text{DC}}}{U_{\text{nom}}}, \quad (4.4)$$

jossa E_{rr} on diodin häviöenergia. Yhtälöt (4.2) ja (4.4) olettavat kytkentäenergioiden muuttuvan lineaarisesti virran sekä jännitteen mukaan ja yhtälöiden loppuosa korjaa häviöenergioiden arvoja sovelluskohtaisesti. Työssä häviöenergiat määritettiin kuitenkin virran funktiona datalehtien käyrästä, jolloin virtakorjaustermi voitiin jättää pois. Häviöenergiat ilmoitetaan tyypillisesti jännitteellä 600 V, jolloin jännitekorjauskerrointa jouduttiin kuitenkin käyttämään, koska työssä tarkasteltavassa sovelluksessa syöttöjännitteenä on 440 VDC. Kokonaishäviö saadaan edellä esitettyjen häviötehojen summana

$$P_{\text{tot}} = P_{\text{cond,T}} + P_{\text{sw,T}} + P_{\text{cond,D}} + P_{\text{sw,D}} + P_{\text{Add}}, \quad (4.5)$$

jossa P_{add} on ohjauksesta ja jäähdytyksestä johtuva häviöteho. P_{add} muuttaa laitteen hyötysuhdetta huonontavasti erityisesti pienillä lähtötehoilla, koska ohjauksen häviöt pysyvät vakiona lähtötehosta riippumatta. Transistorien hyötysuhde saadaan määritettyä yhtälöllä

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = \frac{230 \cdot I_{\text{out}}}{230 \cdot I_{\text{out}} + P_{\text{tot}}} \cdot 100\% , \quad (4.6)$$

jossa P_{out} on lähtöteho ja P_{in} ottoteho.

Semikronin IGBT:lle ja Semisouthin valmistamille JFET:lle tarvittavat parametrit saatiin suoraan datalehdistä, mutta esimerkiksi IXYS:n ja Infineon:n valmistamien MOSFET:n datalehdissä ei ole ilmoitettu kytkentäenergioita E_{on} , E_{off} ja E_{rr} . Lähteessä (Infineon, 2006) on kuitenkin esitetty MOSFET:n kytkentäenergioiden laskukaavat muiden datalehdessä olevien parametrien avulla. MOSFET:n sytytyksen häviöenergia on

$$E_{\text{onT}} = U_{\text{DD}} \cdot I_{\text{D}} \cdot \frac{tri + tfu}{2} + Q_{\text{rr}} \cdot U_{\text{DD}} , \quad (4.7)$$

jossa U_{DD} on DC-jännite tulossa, I_{D} nieluvirta, tri virran nousuaika, tfu jännitteen laskuaika ja Q_{rr} estosuuntaisen elpymisen varaus. Sammutuksen häviöenergia on puolestaan

$$E_{\text{offT}} = U_{\text{DD}} \cdot I_{\text{D}} \cdot \frac{tru + tfi}{2} , \quad (4.8)$$

jossa tru on jännitteen nousuaika ja tfi virran laskuaika. Parametrit tri ja tfi saadaan komponentin datalehdessä. Parametrit tru ja tfu voidaan laskea yhtälöillä

$$tru = \frac{1}{2} \cdot (U_{\text{DD}} - R_{\text{DSon}} \cdot I_{\text{D}}) \cdot R_{\text{G}} \cdot \left(\frac{C_{\text{GD1}} + C_{\text{GD2}}}{U_{\text{(plateau)}}} \right) \quad (4.9)$$

$$\text{ja} \quad tfu = \frac{1}{2} \cdot (U_{\text{DD}} - R_{\text{DSon}} \cdot I_{\text{D}}) \cdot R_{\text{G}} \cdot \left(\frac{C_{\text{GD1}} + C_{\text{GD2}}}{U_{\text{Dr}} - U_{\text{(plateau)}}} \right) , \quad (4.10)$$

joissa C_{GD1} ja C_{GD2} ovat hila-lähde kapasitansseja, R_{G} hilavastuksen resistanssi, U_{Dr} syöttävän ohjaimen lähtöjännite ja $U_{\text{(plateau)}}$ transistorin hilan Miller-jännite.

Diodin sytytyksen häviöenergia on

$$E_{\text{onD}} = \frac{1}{2} \cdot Q_{\text{tr}} \cdot U_{\text{Dr}}, \quad (4.11)$$

jossa U_{Dr} on diodin yli oleva jännite estosuuntaisen palautumisen aikana. Diodin sammutuksen häviöenergian E_{offD} voidaan olettaa olevan 0 J. Yhtälöissä (4.8) ja (4.9) esiintyvät kapasitanssit C_{GD1} ja C_{GD2} määritetään komponentin datalehden kuvaajasta, jossa kapasitanssi C_{rSS} on esitetty V_{DS} :n suhteen. Kapasitanssia C_{GD2} on kuitenkin hyvin vaikea määrittää luotettavasti käytettäessä suurta DC-syöttöjännitettä, koska C_{rSS} on esimerkiksi IXYS:n MOSFET:ien tapauksessa määritetty vain jännitteeseen $V_{\text{DS}} = 40 \text{ V}$ asti ja C_{GD2} tulisi työssä tarkasteltavan sovelluksen tapauksessa määrittää kohdasta $V_{\text{DS}} = 440 \text{ VDC}$. Lähteessä (Balogh, 2007) on kuitenkin esitetty keskimääräisen C_{GD} :n arvon approksimointi yhtälöllä

$$C_{\text{GD}} = 2 \cdot C_{\text{rSS(spec)}} \cdot \sqrt{\frac{V_{\text{DS(spec)}}}{V_{\text{DS(off)}}}}, \quad (4.12)$$

jossa $V_{\text{DS(off)}}$ on transistorin nielu-lähde jännite auki-tilassa ja $C_{\text{rSS(spec)}}$ kapasitanssin C_{rSS} datalehdessä ilmoitettu arvo jännitteellä $V_{\text{DS(spec)}}$. Yhtälöt (4.8) ja (4.9) saadaan siten muotoon

$$t_{\text{ru}} = (U_{\text{DD}} - R_{\text{DSon}} \cdot I_{\text{D}}) \cdot R_{\text{G}} \cdot \left(\frac{C_{\text{GD}}}{U_{\text{(plateau)}}} \right) \quad (4.13)$$

ja

$$t_{\text{fu}} = (U_{\text{DD}} - R_{\text{DSon}} \cdot I_{\text{D}}) \cdot R_{\text{G}} \cdot \left(\frac{C_{\text{GD}}}{U_{\text{Dr}} - U_{\text{(plateau)}}} \right). \quad (4.14)$$

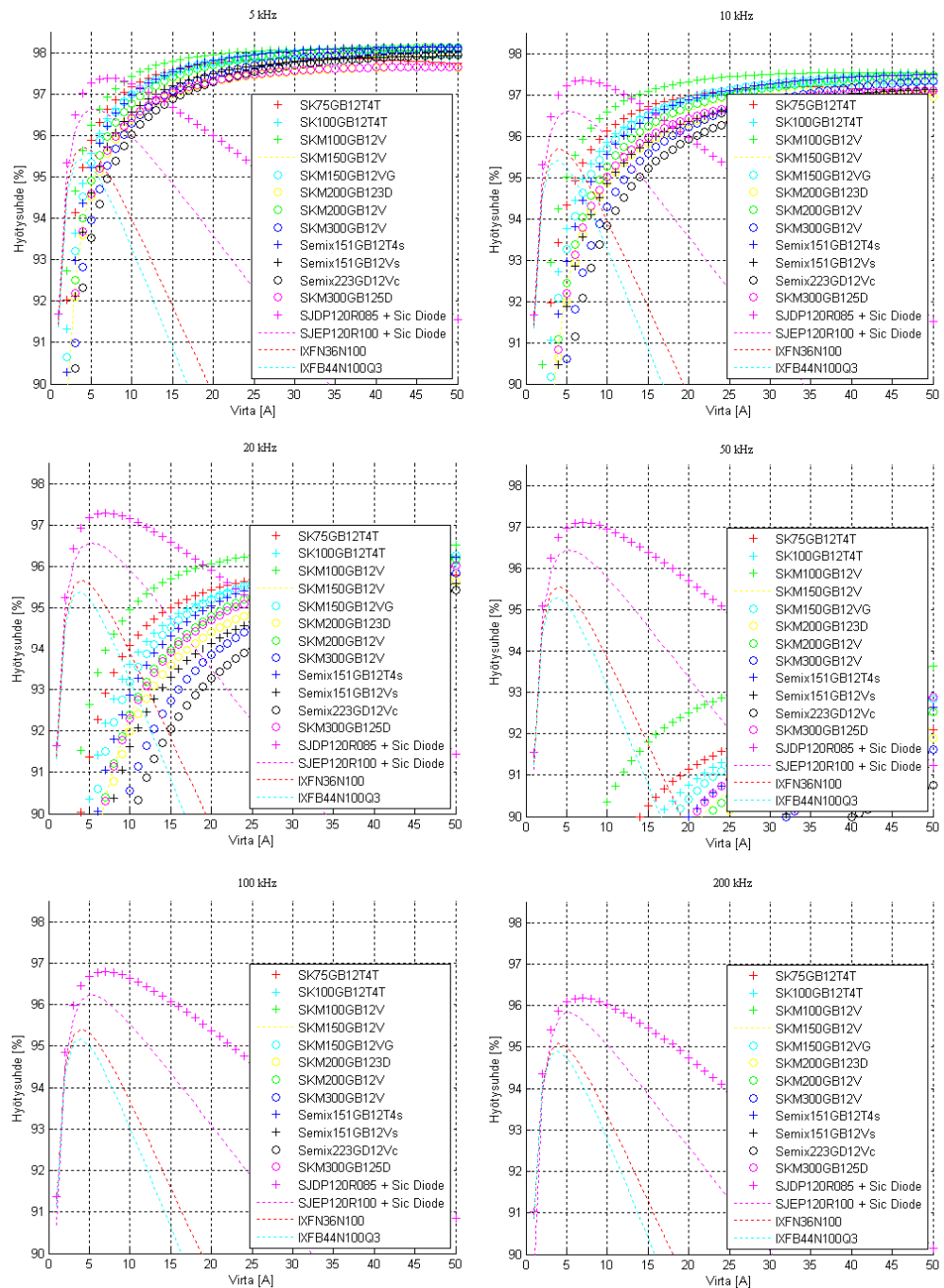
Häviöenergioiden määrittämisen jälkeen MOSFET:n häviötehöt saatiin laskettua yhtälöillä (4.1)...(4.5). Edellä esitellyillä yhtälöillä saatiin määritettyä tehohäviö yhdelle transistori-diodi -parille. Koska tarkasteltavan sovelluksen vaihtosuuntaussilta koostui neljästä kytkimestä, tuli yhtälöillä saadut häviötehöt kertoa vielä neljällä, jotta saatiin koko sillan aiheuttama häviöteho.

4.2.3 Kytkehdäviöiden vertailu

Vertailun tavoitteena oli selvittää, toimivatko MOSFET ja JFET IGBT:tä paremmalla hyötysuhteella. Jos hyötysuhteissa esiintyisi merkittävää eroa, niin

määritettäisiin lisäksi, että kuinka paljon MOSFET:n ja JFET:n kytkentätaajuutta voitaisiin nostaa IGBT:hen verrattuna, jos IGBT:n oletetaan toimivan 10 kHz:n kytkentätaajuudella. MOSFET ja JFET ovat IGBT:tä huomattavasti kalliimpia komponentteja, kun tarkastellaan euroa kohti saatavaa virtakestoaa. Korkeampi kytkentätaajuus mahdollistaa kuitenkin suotimen rajataajuuden nostamisen, jolloin suotimen kustannus mahdollisesti pienenee ja tekee samalla kalliimpien kytkinkomponenttien käyttämisen kannattavammaksi.

Kuvassa 4.5 on esitetty yksittäisten transistorien hyötysuhteet kytkentätaajuuksilla 5, 10, 20, 50, 100 ja 200 kHz. Hyötysuhteet ovat hyvin samankaltaiset kaikilla transistoreilla 5 kHz kytkentätaajuudella, kun virta on alle 10 A. JFET on kuitenkin muita komponentteja hieman parempi. MOSFET:in huomattavasti suuremmasta $R_{ds(on)}$:sta johtuen sen hyötysuhde laskee muiden käyrien alle jo noin 7,5 ampeerin kohdalla. Yli 15 ampeerin virralla IGBT toimii selkeästi muita paremmalla hyötysuhteella, johtuen sen pienestä johtavuustilan resistanssista r_{CE} . 10 kHz:n kytkentätaajuudella MOSFET ja JFET alkavat erottua selkeämmin joukosta, kun virta on 5...10 A hieman komponentista riippuen. 20 kHz kytkentätaajuudella ero alkaa kasvaa merkittävästi, kun virta on alle 15 A. IGBT on kuitenkin edelleen parempi yli 15 A suuruisilla virroilla. 50 kHz kytkentätaajuudella MOSFET ja JFET toimivat jo selkeästi paremmalla hyötysuhteella IGBT:hen verrattuna. Kun kytkentätaajuutta nostetaan 100 kHz asti, laskee IGBT:den hyötysuhde alle 90 %:n ja ne häviävät kuvaajan ulkopuolelle. MOSFET:in ja JFET:in hyötysuhde ei kuitenkaan muutu merkittävästi vielä kyseisellä kytkentätaajuudella. 200 kHz kytkentätaajuudella toinen JFET ylittää vielä yli 96 % hyötysuhteeseen, kun virta on 5...10 A.



Kuva 4.5 Yksittäisten transistorien hyötysuhteet kytkentätaajuuksilla 5, 10, 20, 50, 100 ja 200 kHz, kun $U_{DC} = 440$ V, $\cos\phi = 0,85$ ja $T_j = 125$ °C. Ohjauksen häviöitä on arvioitu 20 W:lla

Kuvasta 4.5 on selvästi nähtävissä MOSFET:n ja JFET:n huomattavasti suuremman johtavuustilan resistanssin vaikutus. Resistanssi on MOSFET:lla noin 50-kertainen ja JFET:llä noin 10-kertainen IGBT:hen verrattuna, jolloin

suuria virtoja käytettäessä hyötysuhteet ovat huomattavasti IGBT:tä pienempiä. MOSFET:n hyötysuhde alkaa laskea noin 5 ampeerin kohdalla ja JFET:n noin 7,5 A kohdalla. Käyriä tarkastellessa on vielä huomioitava, että tarkasteluun valittujen JFET:ien virtakesto ylittyy 17 A jälkeen, kun liitoslämpötila on 100 °C, joten käyrän loppuosa on vain teoreettinen laskelma hyötysuhteesta. Myös MOSFET:ien virtakesto ylittyy 23 A:n (IXFN36N100) ja 32 A:n (IXFB44N100Q3) kohdalla, kun liitoslämpötila on 100 °C. MOSFET:n ja JFET:n parempi hyötysuhde pienillä virroilla sekä hyötysuhteen minimaalinen muutos kytkentätaajuuden kasvaessa selittyy IGBT:tä selkeästi pienemmillä kytkentähäviöillä. IGBT:den kytkentähäviöt ovat tyypillisesti kymmeniä millijouleja (Semikron, 2006), kun taas esimerkiksi JFET:illä ne ovat vain satoja mikrojouleja (Semisouth, 2012).

Koska MOSFET ja JFET eivät kestä suuria virtoja yksittäisinä komponentteina, tarkasteltiin kytkentähäviöitä myös rinnankytketyillä transistorilla. Tarvittavien rinnankytkettyjen komponenttien määrät erilaisille virtakestoille on esitetty taulukossa 4.4. Rinnankytkennät valittiin täyttämään virtakestot 50, 100, 150, 200 ja 250 A.

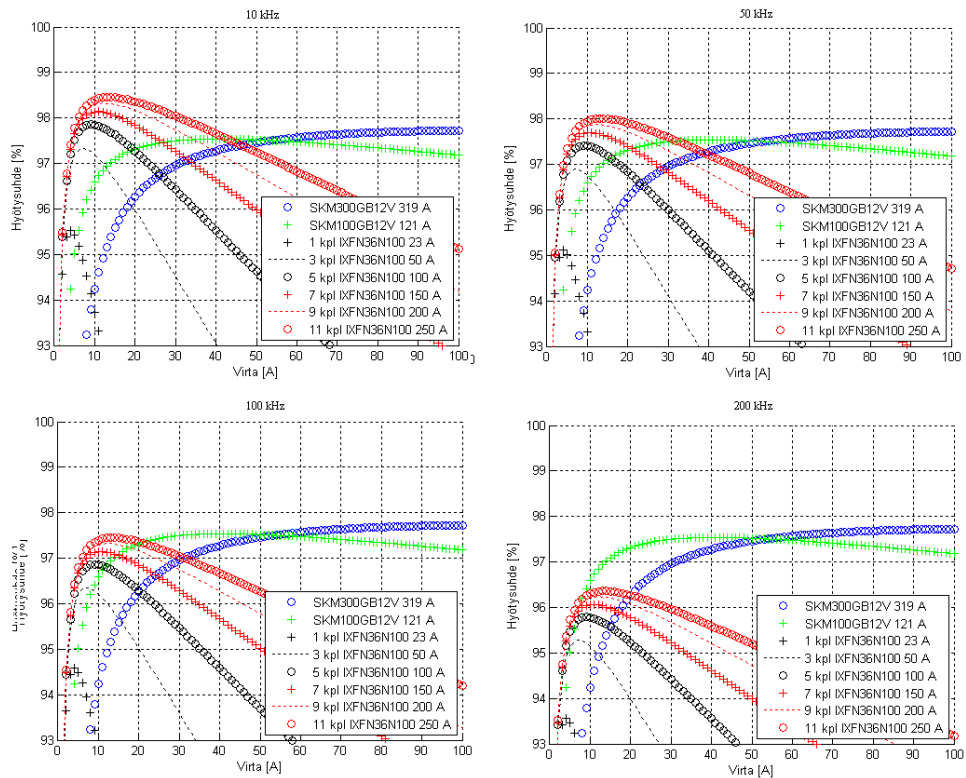
Taulukko 4.4 Rinnankytkettyjen transistorien määrät 50, 100, 150, 200 ja 250 A virtakestoille sekä todelliset virtakestot.

Tyyppi	Malli	Nimellisvirta 100 °C [A]	Rinnakkaisten transistorien määrä					Todellinen virtakesto				
			50	100	150	200	250	50	100	150	200	250
SIC JFET	SJDP120R085	17	3	6	9	12	15	51	102	153	204	255
	SJEP120R100	17	3	6	9	12	15	51	102	153	204	255
MOSFET	IXFN36N100	23	3	5	7	9	11	69	115	161	207	253
	IXFB44N100Q3	32	2	4	5	7	8	64	128	160	224	256

Rinnankytkentä parantaa hyötysuhdetta erityisesti MOSFET:n ja JFET:n tapauksessa, koska niillä on suuri johtavuustilan resistanssi. Rinnankytkentä kaventaa MOSFET:n ja JFET:n eroa IGBT:hen, jolla johtavuustilan resistanssi on huomattavasti pienempi. Ero näkyy erityisesti suurilla virroilla, jolloin johtavuustilan resistanssin merkitys kasvaa. Pienen resistanssinsa takia IGBT ei hyödy rinnankytkennästä läheskään niin paljon, joten on kannattavampaa valita komponentti tarvittavalla virtakestolla. MOSFET:lla ja JFET:illä on myös

positiivinen lämpötilakerroin, jolloin virta pyrkii jakautumaan tasaisesti kunkin rinnankytketyn komponentin välillä, eikä rinnankytkennästä aiheudu siten tilannetta, jossa yhden rinnankytketyn transistorin kautta kulki enemmän virtaa, jolloin sen virtakesto saattaisi ylittyä.

Vertailuun valittiin lisäksi kaksi IGBT-moduulia, joista toinen on yli 300 A virtakestolla ja toinen kuvassa 4.5 parhaimman hyötysuhteen saavuttanut moduuli, jonka virtakesto on 121 A. Kuvassa 4.6 on esitetty rinnankytkettyjen MOSFET:ien hyötysuhteet erilaisilla kytkentätaajuuksilla, kun vertailukohtana on kaksi IGBT moduulia 10 kHz kytkentätaajuudella.



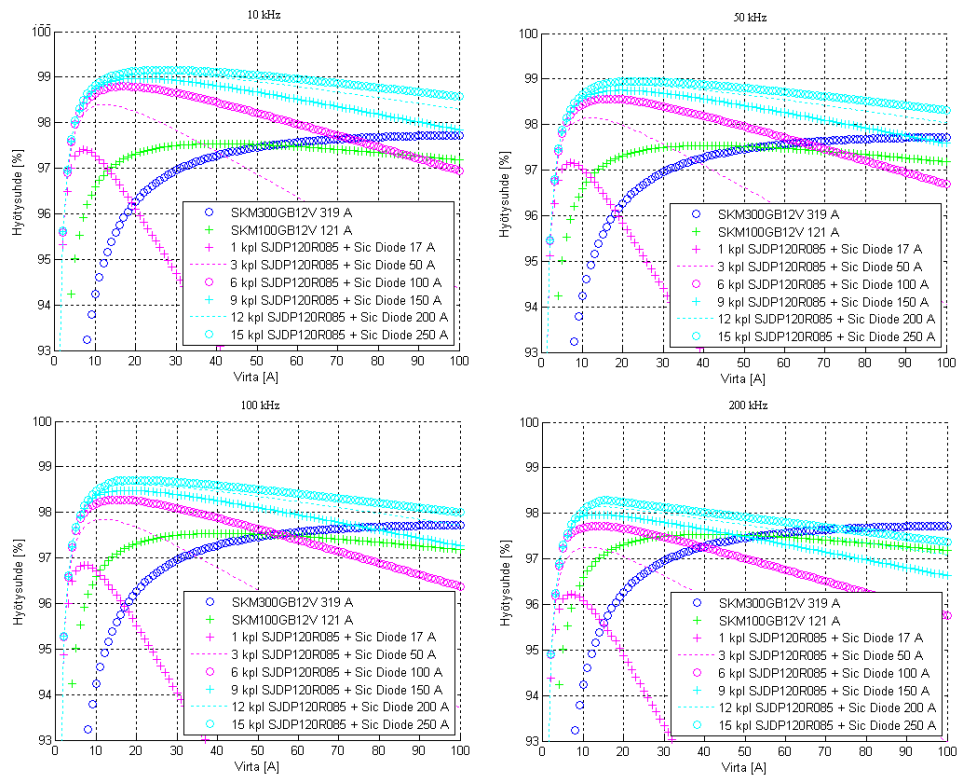
Kuva 4.6

Rinnakkaisten MOSFET:ien hyötysuhteet kytkentätaajuuksilla 10, 50, 100 ja 200 kHz, kun vertailukohtana on kaksi IGBT moduulia 10 kHz:n kytkentätaajuudella. MOSFET:ien rinnankytkennät on mitoitettu 50, 100, 150, 200 ja 250 A virtakestolle. Laskennassa on käytetty arvoja $U_{DC} = 440$ V ja $\cos\phi = 0,85$. Ohjauksen häviöitä on arvioitu 20 W:lla.

Kuvasta 4.6 nähdään, että MOSFET:ien rinnankytkentä parantaa hyötysuhdetta merkittävästi noin 5 ampeerista lähtien. Tätä pienemmillä virroilla hyötysuhteen määrää suurimmaksi osaksi ohjauksen viemä teho. Johtavuustilan häviöt pienenevät merkittävästi rinnankytkennässä, koska virta jakautuu usealle komponentille.

Jo kolmen MOSFET:n rinnankytkennällä kytkentätaajuutta voidaan nostaa 100 kHz asti hyötysuhteen pysyessä 10 kHz kytkentätaajuudella käytettävää IGBT:tä parempana alle 6 A virralla. Hyötysuhteen parannukseen yli 6 A virralla vaaditaan kuitenkin useamman transistorin rinnankytkemistä. 11. MOSFET:n rinnankytkennällä 300 A IGBT:tä parempi hyötysuhde saavutetaan 30 A virtaan asti 100 kHz:llä. 200 kHz:lla MOSFET:in hyötysuhde on edelleen SKM300 IGBT:tä parempi noin 20 A asti. Yli 30 A:n virralla IGBT on kuitenkin MOSFET:a edellä jo 10 kHz:n kytkentätaajuudella, vaikka käytettäisiin 11. MOSFET:n rinnankytkentää. Suurilla kytkentätaajuuksilla ongelmaksi saattaa kuitenkin muodostua usean transistorin ohjauksen ajoitus, joten esimerkiksi 11 transistorin rinnankytkentä 100 ja 200 kHz:n kytkentätaajuudella saattaa osoittautua käytännössä hankalaksi.

Kuvassa 4.7 on esitetty rinnankytkettyjen JFET:ien hyötysuhteet erilaisilla kytkentätaajuuksilla, kun vertailukohtana on kaksi IGBT moduulia 10 kHz:n kytkentätaajuudella. Kuvasta 4.7 nähdään, että JFET erottuu edukseen kuvan 4.6 MOSFET:sta suurien virtojen syötössä, joka johtuu JFET:in pienemmästä johtavuustilan resistanssista. Kolmen JFET:in rinnankytkennällä IGBT:tä parempi hyötysuhde saavutetaan 15 A:iin asti 200 kHz kytkentätaajuudella. Useamman transistorin rinnankytkennällä parempi hyötysuhde saavutetaan 75 A:iin asti 200 kHz:lla. 15. JFET:n rinnankytkentä toimii kuitenkin IGBT:tä paremmalla hyötysuhteella aina 100 ampeeriin asti, kun kytkentätaajuus on 100 kHz. Kuten MOSFET:n tapauksessa, myös usean JFET:n rinnankytkennässä ohjauksen ajoituksesta voi muodostua ongelmia 100 ja 200 kHz kytkentätaajuuksilla.



Kuva 4.7

Rinnakkaisten JFET:ien hyötysuhteet kytkentätaajuuksilla 10, 50, 100 ja 200 kHz, kun vertailukohtana on kaksi IGBT moduulia 10 kHz:n kytkentätaajuudella. JFET:ien rinnankytkennät on mitoitettu 50, 100, 150, 200 ja 250 A virtakestolle. Laskennassa on käytetty arvoja $U_{DC} = 440$ V ja $\cos \phi = 0,85$. Ohjauksen häviöitä on arvioitu 20 W:lla.

JFET näyttää toimivan huomattavasti paremmalla hyötysuhteella IGBT:hen nähden erityisesti pienellä kuormalla, vaikka kytkentätaajuutena käytettäisiin huomattavasti korkeampaa taajuutta kuin IGBT:n tapauksessa. Esimerkiksi siirtyminen 10 kHz:n kytkentätaajuudesta 50 kHz:iin ei aiheuta merkittävää muutosta hyötysuhteessa.

Optimaalista kytkentätaajuutta ja transistoritekniikkaa oli kuitenkin mahdoton valita pelkästään transistoreita vertailemalla, joten lopullinen valinta suoritettiin koko järjestelmää tarkastelemalla. Transistoritekniikan valinta riippuu esimerkiksi siitä, saavutetaanko suotimessa tarpeeksi säästöä korkeammalla kytkentätaajuudella, jolloin kalliimpien MOSFET- ja JFET-transistorien käyttö voisi muodostua kannattavammaksi. MOSFET ja JFET toimivat myös IGBT:tä

paremmalla hyötysuhteella, kun kuormitus on pieni, jolloin säästöä tulee myös käyttökustannuksissa. MOSFET ja JFET vaativat kuitenkin usean transistorin rinnankytkentää IGBT:tä vastaavan virtakeston saavuttamiseksi. Usean transistorin rinnankytkentä pienentää järjestelmän vikaantumisväliä, koska mahdollisesti vikaantuvia komponentteja on enemmän. Jos yhdeltä yksivaiheiselta vaihtosuuntaajalta vaaditaan 250 A oikosulkuvirtakestoja, voidaan todeta, etteivät MOSFET ja JFET ole ainakaan tällä hetkellä kannattavia vaihtoehtoja suurten komponenttimäärien ja investointikustannusten kannalta. JFET ja MOSFET ovat siis varteenotettavia vaihtoehtoja vain, jos järjestelmä saataisiin koottua esimerkiksi 17...50 A virtakestoista moduuleista, joka edellyttäisi vain 1...3 kpl transistoria yhtä kytkintä kohden. Pienemmän virtakeston tapauksessa on kuitenkin huomioitava se, että myös IGBT:tä on saatavilla vastaavilla pienemmillä virtakestoilla huomattavasti JFET:iä ja MOSFET:ia halvemmalla.

Työn valmistumisen hetkellä Cree on julkaissut uusia piikarbiditransistoreja, jotka kykenevät 50 A virtakeston (Cree, 2012). Kyseisiä komponentteja ei tarvitsisi rinnankytkemään läheskään yhtä monta kappaletta kuin työssä tarkasteltuja JFET- ja MOSFET -transistoreja vastaavan virtakeston saavuttamiseksi. Valmistustekniikan kehittyessä ja virtakeston kasvaessa JFET saattaa siis tulla kannattavammaksi vaihtoehdoksi tulevaisuudessa myös suuritehoisissa sovelluksissa.

4.3 Jäähdytys

Laitteen jäähdytys tulee mitoittaa siten, että tarvittavat komponentit saadaan jäähdytettyä sekä normaalissa käyttötilanteessa, jolloin I_{out} on jokin taulukossa 3.1 esitetyistä arvoista, että oikosulkutilanteessa, jolloin $I_{out,max} = 250$ A. Jäähdytyksen tavoitteena on pitää komponentit suurimman sallitun liitoslämpötilan $T_{j,max}$ alapuolella. Jäähdytys voidaan toteuttaa joko vapaalla tai pakotetulla konvektiolla. Vapaa konvektio on lähes huoltovapaa, kun taas pakotettu konvektio sisältää jäähdytystä tehostavan puhaltimen, joka voi

vikaantua. Vapaa konvektio on kuitenkin huomattavasti pakotettua konvektiota tehottomampi jäähdytysmuoto. Pakotetulla konvektiolla sama jäähdytysteho saadaan aikaiseksi pienemmän tilavuuden vievällä jäähdytysprofiililla. Koska vaihtosuuntaajan lopullinen sijoitus tulee kiinteistön yhteyteen, olisi sen suotavaa toimia jonkin aikaa normaalisti myös jäähdytyspuhaltimien vikaantuessa, jos jäähdytys on toteutettu pakotetulla konvektiolla. Pakotetun konvektion tapauksessa jäähdytyspuhaltimien tulisi lisäksi sijaita siten, että ne olisivat myös asiakkaan itse vaihdettavissa, jotta turhilta sähkönsyötön katkoilta vältyttäisiin puhaltimen vikaantuessa.

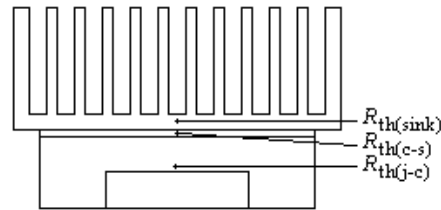
Jäähdytyksen tarve määräytyy häviötehon määrästä. Häviötehossa tulee huomioida jonkin suuruinen varmuusmarginaali. Laitteen käyttöympäristö vaikuttaa myös jäähdytyksen suunnitteluun. Esimerkiksi käyttöympäristön lämpötila olisi hyvä tietää. Myös toimintajakso tulisi ottaa huomioon. Jäähdytyksen ei esimerkiksi tarvitse pystyä jäähdyttämään oikosulkutilanteen $I_{\text{out,max}} = 250 \text{ A}$ aiheuttamaa häviötehoa kuin korkeintaan joitakin sekunteja, mutta tyypillisesti vain 0,4 sekuntia. Transistorien tulee kuitenkin pysyä suurimman sallitun liitoslämpötilan alapuolella, vaikka niitä kuormitettaisiin nimellisellä teholla jatkuvasti.

Terminen resistanssi aiheuttaa lämpötilaeron kaikkien rajapintojen välille, jolloin komponentin liitoslämpötila voi erota suuresti jäähdytysprofiilin ja ympäristön lämpötilasta. Terminal resistanssi määritellään lämpötilaeron ja häviötehon suhteena

$$R_{\text{th}} = \frac{\Delta T}{Q}, \quad (4.15)$$

jossa ΔT on rajapintojen lämpötilaero ja Q on häviöteho. Joidenkin transistoreiden jäähdytysprofiiliin kiinnitettävä pinta on jännitteellinen ja se tulee erottaa jäähdytysprofiilista galvaanisesti. Galvaaninen erotus saadaan aikaiseksi hyvin lämpöä johtavalla sähköisesti eristävällä materiaalilla, joka on tyypillisesti kiillelevy tai piipohjainen pehmeämpi materiaali. Transistori kytkeytyy kuitenkin jossain määrin kapasitiivisesti jäähdytysprofiiliin eristyksen jälkeen. Jos

galvaanista erotusta ei vaadita, voidaan jäähdytysprofiilin ja transistorin välille laittaa vain lämpöä johtavaa tahnaa, jonka tarkoitus on täyttää pienet materiaalien epätasaisuudet. Kuvassa 4.8 on esitetty jäähdytysjärjestelmän periaatteellinen rakenne.



Kuva 4.8 Jäähdytysjärjestelmän periaatteellinen rakenne, jossa on esitetty komponentin liitos, komponentin kotelointi sekä jäähdytysprofiili.

Kuvan 4.8 järjestelmän termien resistanssi koostuu transistorin liitoksen ja kotelon välisestä resistanssista $R_{th(j-c)}$, kotelon ja jäähdytysprofiilin välisestä resistanssista $R_{th(c-s)}$ sekä jäähdytysprofiilin ja jäähdytysilman välisestä resistanssista $R_{th(sink)}$. Koko järjestelmän termien resistanssi on siis

$$R_{th(tot)} = R_{th(j-c)} + R_{th(c-s)} + R_{th(sink)} \quad (4.16)$$

Termiset resistanssit on yleensä ilmoitettu komponenttien datalehdissä. Transistorin liitoslämpötila saadaan laskettua yhtälöllä

$$T_j = T_{amb} + R_{th(tot)} \cdot Q, \quad (4.17)$$

jossa T_{amb} on ympäristön lämpötila. Kun halutaan tietää jäähdytysprofiilin suurin sallittu termien resistanssi sovelluksen kannalta, saadaan se määritettyä yhtälöllä

$$R_{th(sink)} = \frac{T_j - T_{amb}}{Q} - (R_{th(j-c)} + R_{th(c-s)}), \quad (4.18)$$

Arvon perusteella voidaan valita sopiva jäähdytysprofiili valmistajan valikoimasta.

Koska oikosulkutilanteen häviötehoa tarvitsee haihduttaa korkeintaan vain joitakin sekunteja, ei jäähdystä kannata mitoittaa jatkuvan 250 A virran aiheuttamalle häviöteholle. Jäähdytyksen toimivuutta oikosulkutilanteessa voidaan tarkastella termisen kapasitanssin avulla. Terminen kapasitanssi voidaan laskea käyttämällä yhtälöä

$$C_T = c_p \cdot m, \quad (4.19)$$

jossa c_p on jäähdytysprofiilin materiaalin lämpökapasiteetti ja m jäähdytysprofiilin massa. Lämpökapasiteetille voidaan käyttää alumiinin taulukkoarvoa $c_p = 0,896 \frac{\text{kJ}}{\text{K} \cdot \text{kg}}$. Jäähdytysprofiilin lämpöaikavakio saadaan yhtälöllä

$$\tau = R_{\text{th(sink)}} \cdot C_T. \quad (4.20)$$

Jäähdytysprofiilin pohjan lämpötila oikosulkutilanteessa ajan t jälkeen saadaan siten yhtälöllä

$$T_{\text{sink,sc}} = T_{\text{amb}} + R_{\text{th(sink)}} \cdot Q_{\text{nom}} + \left(R_{\text{th(sink)}} \cdot Q_{\text{sc}} - R_{\text{th(sink)}} \cdot Q_{\text{nom}} \right) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right), \quad (4.21)$$

jossa Q_{nom} on häviöteho nimellisellä virralla ja Q_{sc} häviöteho oikosulkutilanteessa. (LUT, 2008). Transistorin liitoslämpötila saadaan tämän jälkeen määritettyä yhtälöllä

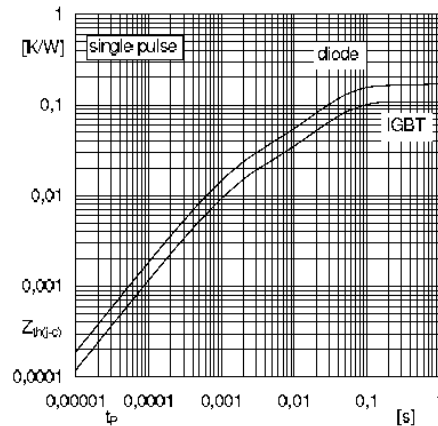
$$T_{\text{j,sc}} = T_{\text{sink,sc}} + \left(R_{\text{th(c-s)}} + R_{\text{th(j-c)}} \right) \cdot Q_{\text{sc}}. \quad (4.22)$$

Käytettäessä useampaa transistoria, jolloin hukkalämpö jakautuu transistorien kesken, saadaan yhden transistorin liitoslämpötila laskettua käyttämällä transistorien yhteiselle termiselle resistanssille arvoa

$$R_{\text{th(j-c)}} = \frac{R_{\text{th(j-c),t}}}{n}, \quad (4.23)$$

jossa $R_{\text{th(j-c),t}}$ on yhden transistorin terminen resistanssi ja n transistorien lukumäärä. Tarkastelussa ei huomioida transistorin eikä eristeen lämpökapasitansseja, koska niiden vaikutus on hyvin vähäinen jäähdytysprofiiliin verrattuna. IGBT-moduulin kotelointi kykenee kuitenkin varaamaan hukkalämpöä, mutta vaikutus on hyvin lyhytkestoinen eikä riitä

työssä tarkasteltavan oikosulkutilanteen kattamiseen (Semikron, 2009). Kuvassa 4.9 on esitetty erään IGBT-moduulin termisestä impedanssista johtuva liitoksen termisen resistanssin muutos ajan funktiona.



Kuva 4.9 Erään IGBT-moduulin termisen resistanssin muutos ajan funktiona

Kuvasta 4.9 nähdään, että moduulin liitoksen termisen resistanssi saavuttaa lopullisen arvonsa noin 0,1 sekunnin kuluttua. Moduuli kykenee siis nimellistä virtaa suurempaan virtaan vain, kun virtaa kulkee alle 0,1 sekuntia.

Taulukossa 4.3 on esitetty erilaisten transistorikotelointien dimensiot ja pohjan pinta-ala, jonka avulla jäähdytysprofiilin pohjan pinta-alalle saadaan minimivaatimus.

Taulukko 4.3 Transistorikotelointien viemä pinta-ala.

Tyyppi	Kotelointi	leveys [cm]	korkeus [cm]	A/kpl [cm ²]	A/1-vaihe [cm ²]	A/3-vaihe [cm ²]
IGBT	Semitrans 2	9,40	3,40	31,96	63,92	191,76
	Semitrans 3	10,60	6,14	65,33	130,66	391,98
	Semix 1s	8,35	6,35	53,02	106,05	318,14
IGBT SixPack	Semix 33c	16,30	15,00	244,50	244,50	489,00
SiC JFET	TO-247	1,61	4,14	6,67	26,66	79,98
MOSFET	SOT-227 B	3,90	2,60	10,14	40,56	121,68
	PLUS264	2,10	4,90	10,29	41,16	123,48

Jäähdytysprofiileina käytettiin Fischer Elektronikin valmistamia puhaltimen sisältäviä jäähdytysprofiileita. Taulukossa 4.4 on esitetty kahden IGBT-moduulin termiset resistanssit sekä korkeimmat sallitut liitoslämpötilat. Transistorin

terminen resistanssi koostuu liitoksen ja koteloinnin välisestä resistanssista $R_{th(j-c)}$ sekä koteloinnin ja jäähdytysprofiilin välisestä termisestä resistanssista $R_{th(c-s)}$.

Taulukko 4.4 Transistorien termiset resistanssit ja suurimmat sallitut litoslämpötilat

Transistori	Kotelointi	$R_{th(j-c)}$	$R_{th(c-s)}$	$T_j(max)$ [°C]
SKM100GB12V	Semitrans 2	0,27	0,04	175
SKM300GB12V	Semitrans 3	0,11	0,038	175

Taulukosta 4.4 nähdään, että suuremmalla Semitrans 3 -koteloinnilla olevalla SKM300GB12V -moduulilla terminen resistanssi on vain 40 % pienemmän Semitrans 2 kotelon arvosta. Lämpö siirtyy siis huomattavasti tehokkaammin suuremmasta koteloinnista jäähdytysprofiiliin, jolloin samalla nimellisellä virralla päästään todennäköisesti huomattavasti pienempään litoslämpötilaan. Taulukossa 4.5 on esitetty termiset resistanssit $R_{th(sink)}$ kahdelle erilaiselle jäähdytysprofiilille.

Taulukko 4.5 Jäähdytysprofiilien termiset resistanssit

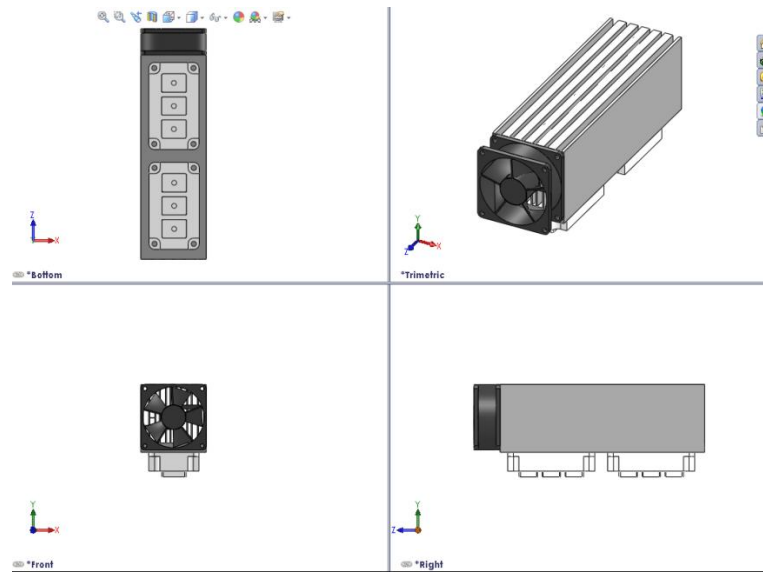
Jäähdytysprofiili	$R_{th(sink)}$
LA9 250 mm	0,125
LA11 250 mm	0,05

Jäähdytysprofiilien terminen resistanssi ei kuitenkaan ole vakio, vaan muuttuu jäähdytysilman ja jäähdytysprofiilin lämpötilaeron mukaan siten, että suurella lämpötilaerolla resistanssi on pienimmillään ja pienellä lämpötilaerolla suurimmillaan. Ero resistanssissa on kuitenkin suurin vapaalla konvektiolla (Conrad, 2006). Koska tarkasteluun on valittu vain pakotetulla konvektiolla käytettäviä jäähdytysprofiileja, ei termisen resistanssin muutosta huomioida. Käytettyjen jäähdytysprofiilien valmistaja ei myöskään ilmoita profiileilleen korjauskerrointa tai millä lämpötilaerolla ilmoitetut arvot ovat päteviä.

Termisen toimivuuden laskennassa hyödynnettiin aiemmin esiteltyjä kytkentähäviöiden laskumenetelmiä. Transistorien häviöt laskettiin parametreilla $f_{sw} = 10$ kHz, $U_{DC} = 440$ V, $\cos\phi = 0,85$ ja $T_j = 125$ °C. Lämpötilojen käyrät

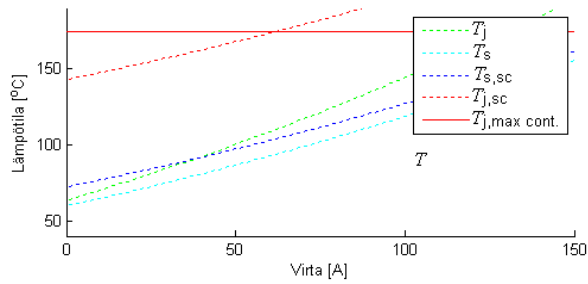
nousevat todellisuudessa esitettyjä käyriä jyrkemmin, kun liitoslämpötila ylittää arvon $T_j = 125\text{ °C}$, koska kytkentähäviöt ovat laskennallisia arvoja suurempia tätä korkeammalla liitoslämpötilalla.

Kuvassa 4.10 on esitetty yksivaiheinen transistori-jäähdytysprofiili -yhdistelmä, kun transistorina käytetään Semitrans 3 -koteloitua IGBT-moduulia ja jäähdytysprofiilina LA9 -mallia.



Kuva 4.10 Kaksi Semitrans 3 IGBT-moduulia Fischer Elektronik LA9 jäähdytysprofiilissa, jossa 80mm puhallin. Jäähdytysprofiilin mitat ovat 83x80x250 mm.

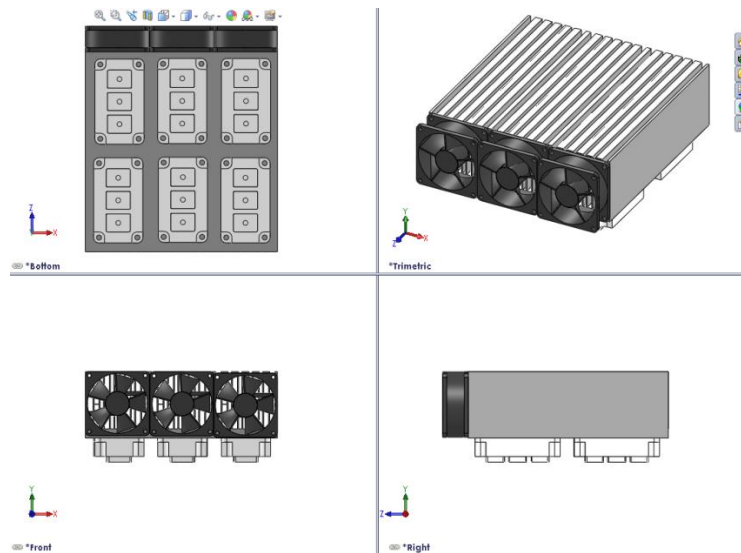
Kuvassa 4.11 on esitetty kuvan 4.12 jäähdytysprofiili-transistori -yhdistelmän terminen suorituskyky, kun kuormavirta I_{out} on välillä 1...150 A ja oikosulkuvirta $I_{out,sc} = 250\text{ A}$. Käytetyn SKM300GB12V IGBT-moduulin suurin sallittu nimellinen virta on 319 ampeeria, kun koteloinnin lämpötila on 80 °C ja liitoslämpötila 175 °C . Kuvasta 4.11 nähdään, että kuvan 4.10 transistori-jäähdytysprofiili -yhdistelmä toimii noin 60 A:n kuorman asti, jonka jälkeen suurin sallittu liitoslämpötila ylittyy oikosulkutilanteessa $I_{out,sc} = 250\text{ A}$.



Kuva 4.11

Kuvan 4.10 järjestelmän terminen suorituskyky, jossa T_j kuvaa liitoslämpötilaa x-akselin osoittamalla kuormalla, T_s jäähditysprofiilin lämpötilaa, $T_{s,sc}$ jäähditysprofiilin lämpötilaa oikosulussa $I_{out,sc} = 250$ A ja $T_{j,sc}$ liitoksen lämpötilaa oikosulussa $I_{out,sc} = 250$ A. Oikosulun kestona on käytetty aikaa $t = 5$ s. Ympäristön lämpötilana on käytetty arvoa 50 °C. Punainen suora kuvaa liitoksen suurinta sallittua lämpötilaa $T_{j,max} = 175$ °C.

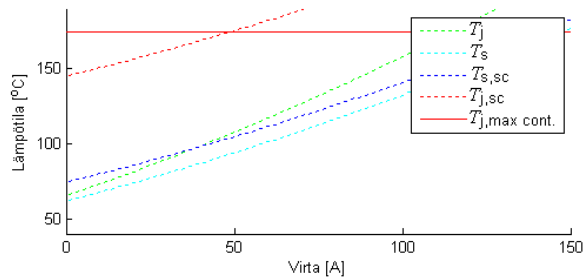
Kuvassa 4.12 on esitetty kolmivaiheinen transistori-jäähditysprofiili - yhdistelmä, kun jäähditysprofiiliin on sijoitettu 3-vaiheiseen vaihtosuuntaajaan tarvittava määrä Semitrans 3 -koteloituja IGBT-moduuleja.



Kuva 4.12

Kuusi Semitrans 3 IGBT-moduulia Fischer Elektronik LA11 jäähditysprofiilissa, jossa kolme 80mm puhallinta. Jäähditysprofiilin mitat ovat 83x40x250 mm.

Kuvassa 4.13 on esitetty kuvan 4.12 jäähdytysprofiili-transistori -yhdistelmän terminen suorituskyky, kun kuormavirta I_{out} on jokaiseen vaiheeseen välillä 1...150 A ja oikosulkuvirta $I_{out,sc} = 250$ A. Käytetyn SKM300GB12V IGBT-moduulin suurin sallittu nimellinen virta on 319 A, kun koteloinnin lämpötila on 80 °C ja liitoslämpötila 175 °C.



Kuva 4.13 Kuvan 4.12 järjestelmän terminen suorituskyky, jossa T_j kuvaa liitoslämpötilaa x-akselin osoittamalla kuormalla, T_s jäähdytysprofiilin lämpötilaa, $T_{s,sc}$ jäähdytysprofiilin lämpötilaa oikosulussa $I_{out,sc} = 250$ A ja $T_{j,sc}$ liitoksen lämpötilaa oikosulussa $I_{out,sc} = 250$ A. Oikosulun kestonä käytetty aikaa $t = 5$ s. Ympäristön lämpötilana on käytetty arvoa 50 °C. Punainen suora kuvaa liitoksen suurinta sallittua lämpötilaa $T_{j,max} = 175$ °C.

Kuvasta 4.13 nähdään, että järjestelmä toimii vielä noin 50 ampeerin kuormavirtaan asti, jonka jälkeen suurin sallittu liitoslämpötila ylitetään oikosulkutilanteessa $I_{out,sc} = 250$ A. Jos vaihtosuuntaajan yhtenä vaatimuksena pidetään oikosulkuvirralla $I_{out,sc} = 250$ A vaadittua kestoä joudutaan siis transistorien lisäksi myös jäähdytys mitoittamaan huomattavasti nimellisen tehon vaatimusta suuremmaksi. Esimerkiksi kuvan 4.12 järjestelmällä voitaisiin syöttää noin 110 ampeerin suuruista nimellistä virtaa kaikkiin vaiheisiin jatkuvasti ilman oikosulkuvirtavaatimusta, mutta vain 50 ampeeria, jos oikosulkutilanteessa vaaditaan hetkellisesti 250 ampeeria. Todellisuudessa arvot ovat kuitenkin pienempiä, koska laskennassa käytettiin arvoja 125 °C liitoslämpötilassa ja kytkentähäviöt ovat suuremmat tätä korkeammilla liitoslämpötiloilla, jolloin järjestelmän todellinen lämpötila nousee esitettyjä käyriä jyrkemmin. Oikosulun aikainen liitoslämpötila ylittää siis sallitun maksimiarvon hyvin todennäköisesti jo ennen 50 A kuormitusta.

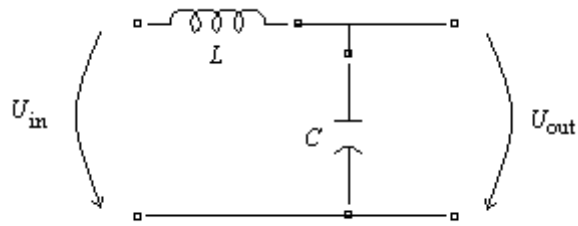
5. Lähtöjännitteen suodatus

Vaihtosuuntaajan lähtöjännite sisältää paljon korkeataajuisia jännitekomponentteja, jotka koostuvat käytettävästä kytkentätaajuudesta ja sen harmonisista kerrannaisista. Tämän vuoksi asiakasta ei voida syöttää vaihtosuuntaajalla suoraan ilman lähtöjännitteen suodatusta. Vaihtosuuntaajan lähtöön voidaan kytkeä joko alipäästösuodin tai alipäästösuotimen ja kaistanestosuotimen yhdistelmä. Suotimen tavoitteena on saada lähtöjännitteen harmoniset komponentit pysymään sallituissa rajoissa.

5.1 Suotimien esittely

Suodin voidaan toteuttaa usealla tavalla. Yleisimmät tyypit ovat L, LC, LCL ja L+LC, josta voidaan käyttää myös nimitystä hybridisuodin. Muut suotimet ovat alipäästösuotimia, mutta hybridisuodin on yhdistelmä alipäästö- ja kaistanestosuotimesta. Koska L-suodin on vain ensimmäisen asteen alipäästö, ei sitä ole järkevää käyttää tällaisessa sovelluksessa, koska induktanssin arvo tulee liian suureksi. Tästä syystä se jätettiin tarkastelun ulkopuolelle. LCL- ja hybridisuodin sisältävät saman verran komponentteja, mutta lähteen (Peltoniemi, 2009) mukaan hybridisuotimella päästään pienempiin induktanssien arvoihin unipolaarista ohjausta käytettäessä. Tarkasteluun valittiin siis vain LC- ja hybridisuotimet. Hystereesimodulaatiota käytettäessä ei hybridisuodinta kuitenkaan voitaisi käyttää, koska lähtöjännite ei sisällä kiinteää kytkentätaajuudesta aiheutuvaa komponenttia, jolle kaistanesto voitaisiin mitoittaa.

LC-suodin on kuristimen ja kondensaattorin yhdistelmä, joka muodostaa toisen asteen alipäästösuotimen. LC-suotimen kytkentäkaavio on esitetty kuvassa 5.1.



Kuva 5.1. LC-suotimen kytkentäkaavio

Suotimen siirtofunktio on

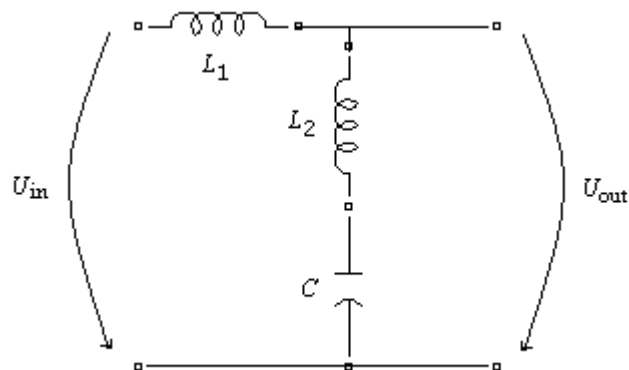
$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{1}{LCs^2 + 1}, \quad (5.1)$$

missä L on induktanssi ja C kapasitanssi. Suotimen resonanssitaajuus saadaan yhtälöllä

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}. \quad (5.2)$$

Hybridi-suodin on alipäästösuotimen ja kaistanestosuotimen yhdistelmä.

Kuvassa 5.2 on esitetty suotimen kytkentäkaavio.



Kuva 5.2. Hybridi-suotimen kytkentäkaavio

Suotimen siirtofunktio on

$$\frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{L_2 C s^2}{(L_1 + L_2) C s^2 + 1}. \quad (5.3)$$

Suotimella on kaksi resonanssitaajuutta. L_1 , L_2 ja C muodostavat alipäästösuotimen, jonka resonanssitaajuus on

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + L_2) \cdot C}} \quad (5.4)$$

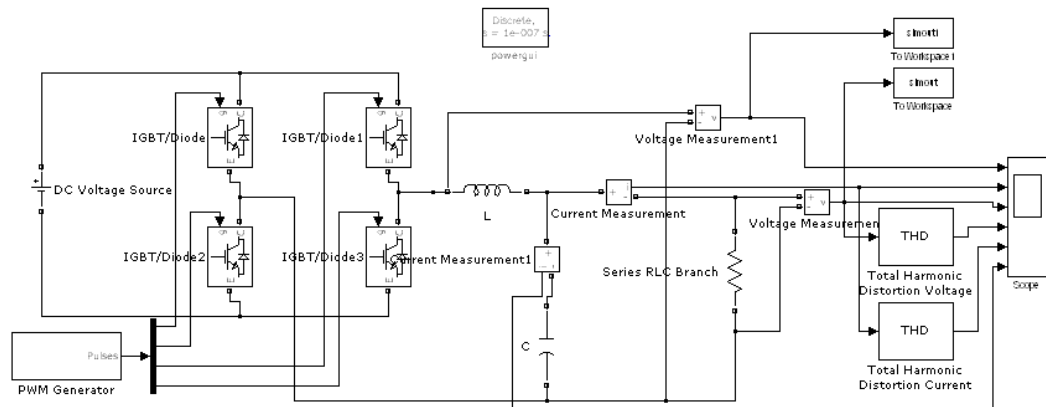
L_2 ja C muodostavat lisäksi kaistanestosuotimen, jonka resonanssitaajuus on

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 \cdot C}} \quad (5.5)$$

Resonanssitaajuus f_2 mitoitetaan vaihtosuuntaajan kytkentätaajuudelle f_{sw} . Unipolaarista ohjausta käytettäessä kaistanesto voidaan mitoitaa taajuudelle $2f_{sw}$, koska ensimmäinen kytkentätaajuudesta aiheutuva komponentti esiintyy vasta kyseisellä taajuudella.

5.2 Simulointimallit

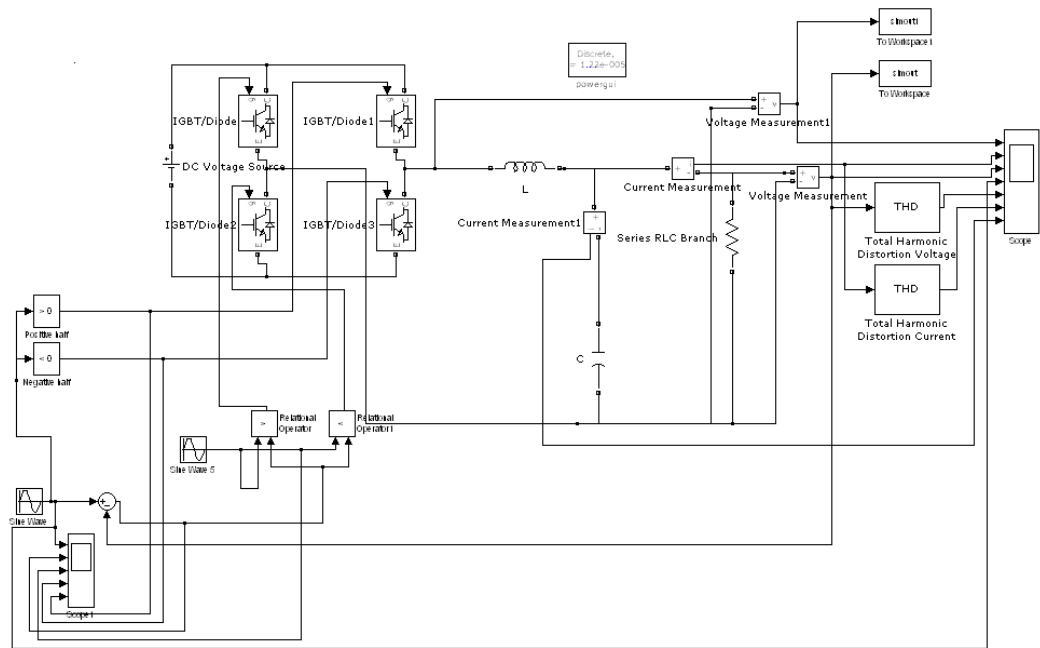
Suotimien toimintaa simuloitiin Simulink-ohjelmistoon suunnitelluilla malleilla, jotka sisältävät vaihtosuuntaussillan, suotimen, kuorman sekä tarvittavat mittaukset. Kuormana käytetään RLC-lohkoa, joka voidaan asettaa sisältämään resistiivisen-, induktiivisen- tai kapasitiivisen komponentin tai niiden yhdistelmän. Mallit muodostavat lähtöjännitteen unipolaarisesti. PWM-simulointimalli on esitetty kuvassa 5.3



Kuva 5.3 PWM-simulointimalli, jossa vaihtosuuntaussilta, tarkasteltava suodin, kuorma, PWM-kytkentäohjeet muodostava lohko ja tarvittavat mittaukset

PWM-modulaation tapauksessa kytkinohjeet saadaan muodostettua Simulinkin kirjastosta löytyvällä PWM-lohkolla, johon annetaan parametreina

kytkentätaajuus, modulointi-indeksi sekä lähtöjännitteen taajuus. Kuvassa 5.4 on esitetty hystereesimodulaation simulointimalli, joka eroaa PWM-mallista kytkinohjeiden muodostuksen osalta.



Kuva 5.4 Hystereesimodulaation simulointimalli, jossa vaihtosuuntaussilta, tarkasteltava suodin, kuorma ja tarvittavat mittaukset

Hystereesimodulaation simulointimallista tulee jonkin verran monimutkaisempi, koska kytkinohjeita ei voida muodostaa valmiilla loholla. Kytkinohjeet muodostetaan vertailemalla lähtöjännitettä ideaaliseen $230 \text{ VAC}_{\text{RMS}}$ 50 Hz sinisignaaliin. Kytkin 1 on kiinni positiivisella puolijaksolla ja auki negatiivisella puolijaksolla. Kytkin 3 on kiinni negatiivisella puolijaksolla ja auki positiivisella puolijaksolla. Kytkinten 0 ja 2 ohjeet muodostetaan vähentämällä ensin lähtövertailusignaalia, jonka jälkeen vähennyslaskun tulosta verrataan $5 \text{ V}_{\text{p-p}}$ 50 Hz sinisignaaliin. $5 \text{ V}_{\text{p-p}}$ vertailusignaali mahdollistaa muuttuvan raja-arvon, jolloin lähtösignaaliin sallitaan suurempi väre huipussa. Vertailuun voitaisiin kuitenkin käyttää myös kiinteää arvoa. Kytkin 0 on kiinni, kun vähennyslaskun tulos on pienempi kuin vertailusignaalin arvo ja kiinni kun tulos on suurempi. Kytkin 2 on kiinni, kun vähennyslaskun tulos on suurempi kuin vertailusignaali ja auki kun tulos on pienempi. Kytkentätaajuuden maksimiarvo rajoitetaan

vähennyslaskun näytteistysajalla. Hystereesimodulaation simulointimalli ei kuitenkaan toiminut luotettavasti suotimen parametreja muutettaessa, joten suotimien tarkastelu suoritettiin vain PWM-modulaatiolla.

Molemmissa malleissa on lisäksi lähtöjännitteen tallennus simout-lohkoilla ennen suodinta sekä suotimen jälkeen, jotta jännitteitä voidaan analysoida Matlabin funktioilla simuloinnin jälkeen. Lähtöjännitteiden tallennetuista arvoista voidaan laskea esimerkiksi taajuusspektri ja THD. Molemmat on mahdollista määrittää myös Simulinkin powergui-lohkon FFT-analyysillä. Lohkon THD:n laskentaan ei kuitenkaan voi määrittää taajuuskomponenttien määrää itse, vaan korkein laskentaan käytettävä taajuus on aina puolet simuloinnin näytteistystaajuudesta. THD määritettiin tästä syystä laskennallisesti simout-lohkon tallentamasta datasta, jolloin THD:n laskentaan käytetty harmonisten lukumäärä saatiin määritettyä itse. Simuloinneissa käytettiin näytteenottotaajuutena 10 MHz ja simulointiaikana 60 ms, joka vastaa kolmea 50 Hz:n jaksoa.

5.3 Suotimien vertailu

LC- ja hybridisuodinta vertailtiin taulukossa 3.1 esitetyille teholuokille sekä erilaisille kytkentätaajuuksille suunniteltuna. Suotimia vertailtiin aiemmissa tutkimuksissa käytettyä alle 5 % THD-rajaa käyttäen suunniteltuna sekä tämän tutkimuksen aikana valittuja sähköverkon datasiirron ja EMC-määrittelysien rajoja käyttäen, jolloin nähtiin miten erilaisiin rajoihin suunnitellut suotimet vertautuivat toisiinsa. Suotimien rajataajuuksien valinnassa käytettiin edellä esiteltyjä simulointimalleja, jolloin saatiin määritettyä, millä rajataajuudella lähtöjännitteelle asetetut vaatimukset täyttyivät.

LC-suotimen komponenttiarvojen mitoituksessa käytettiin lähteessä (Dahono, 1995) esitettyä menetelmää. Menetelmä pyrkii minimoimaan suotimen loistehon, joka johtaa samalla suotimen koon, häviöiden ja kustannusten minimointiin. Mitoitus aloitetaan määrittämällä modulointi-indeksi yhtälöstä

$$M = \frac{\sqrt{2} \cdot u_{rms}}{U_{DC}}, \quad (5.6)$$

missä u_{rms} on lähtöjännitteen tehollinen arvo ja U_{DC} tasasähköverkon jännite.

Tämän jälkeen määritetään parametri K yhtälöstä

$$K = \sqrt{\frac{M^2 - \frac{15}{4}M^4 + \frac{64}{5\pi}M^5 - \frac{5}{4}M^6}{1440}}. \quad (5.7)$$

Suotimen kuristimen L induktanssi saadaan yhtälöstä

$$L = \frac{u}{I_{rms} \cdot f_{sw}} \sqrt{K \frac{U_{DC}}{U_{fsw}} \left(1 + 4\pi^2 \left(\frac{f_{out}}{f_{sw}} \right)^2 K \frac{U_{DC}}{U_{fsw}} \right)}, \quad (5.8)$$

missä I_{rms} on vaihtosuuntaajan tehollinen virta, f_{out} vaihtosuuntaajan lähtöjännitteen taajuus ja U_{fsw} kytkentätaajuuden jännitekomponentin suuruus.

Kapasitanssi saadaan puolestaan laskettua yhtälöllä

$$C = K \frac{U_{DC}}{Lf_{sw}U_{fsw}}. \quad (5.9)$$

Tasasähköverkon puoleisen jännitteen suuruus on 750 VDC, mutta koska galvaaninen erotus toteutetaan DC-DC konverterilla, on DC-jännitettä mahdollistaa laskea. Tästä syystä suotimia tutkitaan pääasiassa kappaleessa 3 valitulla U_{DC} :n arvolla 440 VDC. Pelkästään THD-rajoitukseen perustuva suunnittelu on suoritettu myös 750 VDC jännitteellä jolloin nähtiin miten suotimen komponenttien arvot muuttuivat käytettäessä pienempää DC-verkon puoleista jännitettä.

5.3.1 Suotimien vertailu THD-rajaa käyttäen

Suotimet suunniteltiin ensin THD-rajaa käyttäen. THD:n raja-arvona käytettiin 5 %, joka on asetettu tavoitteeksi tasoksi lähteessä (Partanen et al, 2010). Koska standardissa SFS-EN 50160 on sähköverkon laatu määritetty vain 40. 50 Hz harmoniseen asti, laskettiin THD tämän lisäksi myös korkeampaa maksimitaajuutta käyttäen, koska kytkentätaajuudesta aiheutuvat

jännitekomponentit eivät näy vielä 40 ensimmäisen harmonisen joukossa. Korkeimmaksi laskentataajuudeksi valittiin 500 kHz, joka vastaa 10000. 50 Hz:n harmonista. Arvo valittiin siten, että laskenta huomioi kytkentätaajuuden harmonisia komponentteja myös korkeimmilla tarkastelluilla kytkentätaajuuksilla ja vertautuu hyvin myöhemmin esiteltyyn EMC-rajoihin perustuvaan suunnitteluun, jossa tarkasteltava maksimitaajuus on 500 kHz. THD:n määrittäminen ei toisaalta ole hyvä menetelmä lähtöjännitteen laadun tarkasteluun, koska sama THD:n arvo voidaan saavuttaa siitä riippumatta millä taajuudella aiheutettu häiriö esiintyy. THD:lle voidaan saada myös parempi arvo, jos laskennassa käytetään vain taajuuskomponentteja kytkentätaajuuden alapuolelta tai taajuus valitaan siten, että se ei huomioi kaikkia kytkentätaajuudesta aiheutuvia komponentteja.

Ensin tarkasteltiin tilannetta, jossa U_{DC} on 750 VDC. Modulointi-indeksi oli tällöin 0,434. Lähtöjännitteen THD:n tavoitetasoksi asetettiin 4,65 %, jolloin 5 % vaatimus alitettiin pienellä marginaalilla. U_{fsw} :lle käytettiin arvoa 4,5 % lähtöjännitteestä, jolloin jännitteen arvoksi saatiin 10,35 V. Kytkentätaajuuden kasvaessa U_{fsw} :n arvoa jouduttiin kuitenkin pienentämään, jotta haluttu THD-raja alitettiin. Taulukoissa 5.1 ja 5.2 on esitetty LC-suotimen komponenttiarvoja erilaisilla kytkentätaajuuksilla ja taulukossa 3.1 esitetyille kuormituksille suunniteltuna, kun syöttönä on unipolaarinen PWM ja DC-puolen jännitteenä 750 VDC. Kuten taulukoista 5.1 ja 5.2 voidaan nähdä, alittuu standardissa SFS-EN 50160 lähtöjännitteelle asetettu raja 40 ensimmäistä harmonista tarkastellessa suurella marginaalilla, vaikka lähtöjännitteen todellinen THD on huomattavasti korkeampi, kun laskennassa huomioidaan myös 40. harmonisen yläpuolella olevat lähtöjännitteen taajuuskomponentit.

Taulukko 5.1 LC-suotimen komponenttiarvoja kytkentätaajuuksilla 5, 10, 15, 20, 25, 50 ja 100 kHz, kun invertterin syöttöjännite on 750 VDC ja modulointina unipolaarinen PWM. Teholuokkina 3,68, 4,67, 5,3 ja 6 kVA.

3,68 kVA	16 A					
f_{sw} [kHz]	L [uH]	C [uF]	THD N*40 [%]	THD N*10000[%]	f_r [kHz]	
5	1130	5,53	0,10	4,65	2,01	
10	568	2,75	0,11	4,65	4,03	
15	379	1,83	0,17	4,66	6,04	
20	284	1,38	0,19	4,66	8,04	
25	228	1,11	0,22	4,65	10,00	
50	118	0,57	0,49	4,67	19,41	
100	71,3	0,35	1,88	4,67	31,86	
4,67 kVA	20,29 A					
f_{sw} [kHz]	L [uH]	C [uF]	THD N*40 [%]	THD N*10000[%]	f_r [kHz]	
5	896	6,98	0,10	4,64	2,01	
10	448	3,48	0,11	4,64	4,03	
15	296	2,34	0,17	4,67	6,05	
20	224	1,75	0,19	4,65	8,04	
25	180	1,40	0,22	4,67	10,03	
50	93,5	0,72	0,49	4,66	19,40	
100	57,1	0,44	1,88	4,65	31,75	
5,3 kVA	23 A					
f_{sw} [kHz]	L [uH]	C [uF]	THD N*40 [%]	THD N*10000[%]	f_r [kHz]	
5	791	7,91	0,11	4,66	2,01	
10	395	3,95	0,11	4,67	4,03	
15	264	2,64	0,17	4,66	6,03	
20	198	1,98	0,19	4,68	8,04	
25	159	1,59	0,22	4,68	10,01	
50	82,5	0,82	0,49	4,68	19,35	
100	50,5	0,5	1,88	4,67	31,67	
6 kVA	26,09 A					
f_{sw} [kHz]	L [uH]	C [uF]	THD N*40 [%]	THD N*10000[%]	f_r [kHz]	
5	695	9,00	0,10	4,64	2,01	
10	347	4,50	0,11	4,65	4,03	
15	232	3,00	0,17	4,64	6,03	
20	174	2,26	0,19	4,64	8,03	
25	140	1,80	0,22	4,67	10,03	
50	72,1	0,93	0,49	4,68	19,44	
100	44,4	0,57	1,88	4,64	31,64	

Taulukoista 5.1 ja 5.2 nähdään, että edellä esiteltyä suunnittelumenetelmää käytettäessä LC-suotimen kondensaattorin arvo kasvoi ja induktanssin arvo pieneni, kun teholuokkaa kasvatettiin, vaikka suotimen rajataajuudet pysyivät samana. Suotimen rajataajuus voitiin aina kaksinkertaistaa kytkentätaajuuden kaksinkertaistuessa, jolloin komponenttien arvot puolittuivat.

Taulukko 5.2 LC-suotimen komponenttiarvoja kytkentätaajuuksilla 5, 10, 15, 20, 25, 50 ja 100 kHz, kun invertterin syöttöjännite on 750 VDC ja modulointina unipolaarinen PWM. Teholuokkina 3,68, 4,67, 5,3 ja 6 kVA.

6,67 kVA	28,99 A				
f_{sw} [kHz]	L [uH]	C [uF]	THD N*40 [%]	THD N*10000[%]	f_r [kHz]
5	628	9,97	0,10	4,64	2,01
10	313	5,00	0,11	4,64	4,02
15	211	3,30	0,17	4,64	6,03
20	157	2,50	0,19	4,65	8,03
25	126	2,00	0,22	4,67	10,03
50	65,5	1,03	0,49	4,66	19,38
100	40	0,63	1,88	4,65	31,70
16,67 kVA	72,46 A				
f_{sw} [kHz]	L [uH]	C [uF]	THD N*40 [%]	THD N*10000[%]	f_r [kHz]
5	250	25	0,10	4,65	2,01
10	125	12,5	0,11	4,65	4,03
15	83,5	8,3	0,17	4,66	6,05
20	62,6	6,26	0,19	4,66	8,04
25	50,5	5	0,22	4,66	10,02
50	26	2,58	0,49	4,68	19,43
100	15,9	1,59	1,88	4,64	31,65
33,33 kVA	144,93 A				
f_{sw} [kHz]	L [uH]	C [uF]	THD N*40 [%]	THD N*10000[%]	f_r [kHz]
5	125	49,8	0,10	4,67	2,02
10	62,7	24,9	0,11	4,65	4,03
15	41,8	16,6	0,17	4,66	6,04
20	31,4	12,5	0,19	4,65	8,03
25	25,3	10,0	0,22	4,65	10,01
50	13,2	5,10	0,49	4,67	19,40
100	8,0	3,16	1,88	4,64	31,65

Tämä ei kuitenkaan pätenyt enää korkeimmilla tarkastelluilla kytkentätaajuuksilla, koska matalataajusten alle 40. kertaluvun harmonisten osuus näytti simulointien perusteella kasvavan merkittävästi. Lähtöjännitteen suotimen vaikutus ei yltänyt niin matalille taajuuksille asti jolloin korkeataajusten komponenttien osuutta jouduttiin pienentämään merkittävästi suotimen rajataajuutta laskemalla. Siirryttäessä 50 kHz:n kytkentätaajuudesta 100 kHz:n kytkentätaajuudelle, voitiin suotimen rajataajuutta kasvattaa enää noin 63 %. Koska arvot määritettiin simuloimalla, saattaa matalataajusten harmonisten kasvu johtua osittain myös laskentamenetelmästä.

Seuraavaksi laskettiin komponenttiarvot hybridisuotimelle. Koska tarkoitus oli tehdä vertailua LC-suotimen kanssa, käytettiin hybridisuotimessa samoja arvoja kapasitansseille kuin LC-suotimen tapauksessa ja laskettiin vain induktansseille

uudet arvot. Suotimen resonanssitaajuus f_2 haluttiin virittää kytkentätaajuuden ensimmäiselle komponentille $2f_{sw}$, joten induktanssin L_2 arvo saatiin laskettua yhtälön (5.5) avulla, kun kapasitanssin C arvo tiedettiin. Induktanssin L_1 arvo saatiin määritettyä simulointien perusteella. Taulukoissa 5.3 ja 5.4 on esitetty hybridisuotimen komponenttiarvot, kun kytkentätaajuuksille ja teholuokille käytettiin samoja arvoja kuin LC-suotimen tapauksessa.

Taulukko 5.3 Hybridisuotimen komponenttiarvoja kytkentätaajuuksilla 5, 10, 15, 20, 25, 50 ja 100 kHz, kun invertterin syöttöjännite on 750 VDC ja modulointina unipolaarinen PWM. Teholuokkina 3,68, 4,67, 5,3 ja 6 kVA.

3,68 kVA	16 A						
f_{sw} [kHz]	L_1 [μ H]	L_2 [μ H]	C [μ F]	THD N*40 [%]	THD N*10000 [%]	f_r [kHz]	f_{ar} [kHz]
5	516	45,8	5,53	0,11	4,65	2,85	10
10	258	23,0	2,75	0,11	4,66	5,73	20
15	173	15,4	1,83	0,17	4,65	8,56	30
20	130	11,5	1,38	0,19	4,66	11,39	40
25	105	9,13	1,11	0,22	4,64	14,14	50
50	50,8	4,44	0,57	0,49	4,65	28,36	100
100	24,5	1,81	0,35	1,88	4,64	52,45	200
4,67 kVA	20,29 A						
f_{sw} [kHz]	L_1 [μ H]	L_2 [μ H]	C [μ F]	THD N*40 [%]	THD N*10000 [%]	f_r [kHz]	f_{ar} [kHz]
5	409	36,3	6,98	0,11	4,64	2,85	10
10	204	18,2	3,48	0,11	4,66	5,72	20
15	135	12,0	2,34	0,17	4,65	8,58	30
20	102	9,05	1,75	0,19	4,67	11,42	40
25	83,0	7,24	1,40	0,22	4,64	14,16	50
50	40,2	3,52	0,72	0,49	4,66	28,37	100
100	19,5	1,44	0,44	1,88	4,64	52,43	200
5,3 kVA	23 A						
f_{sw} [kHz]	L_1 [μ H]	L_2 [μ H]	C [μ F]	THD N*40 [%]	THD N*10000 [%]	f_r [kHz]	f_{ar} [kHz]
5	360	32,0	7,91	0,11	4,65	2,86	10
10	180	16,0	3,95	0,11	4,65	5,72	20
15	120	10,7	2,64	0,17	4,66	8,57	30
20	90,1	8,00	1,98	0,19	4,67	11,42	40
25	73,0	6,37	1,59	0,22	4,64	14,17	50
50	35,2	3,09	0,82	0,49	4,67	28,40	100
100	17,2	1,27	0,5	1,88	4,64	52,38	200
6 kVA	26,09 A						
f_{sw} [kHz]	L_1 [μ H]	L_2 [μ H]	C [μ F]	THD N*40 [%]	THD N*10000 [%]	f_r [kHz]	f_{ar} [kHz]
5	317	28,1	9,00	0,11	4,64	2,86	10
10	158	14,1	4,50	0,11	4,67	5,72	20
15	105	9,38	3,00	0,17	4,67	8,59	30
20	79,2	7,01	2,26	0,19	4,67	11,40	40
25	64,5	5,63	1,80	0,22	4,65	14,17	50
50	31,1	2,72	0,93	0,49	4,66	28,40	100
100	15,0	1,11	0,57	1,88	4,65	52,52	200

Taulukko 5.4 Hybridi-suotimen komponenttiarvoja kytkentätaajuuksilla 5, 10, 15, 20, 25, 50 ja 100 kHz, kun invertterin syöttöjännite on 750 VDC ja modulointina unipolaarinen PWM. Teholuokkina 6,67, 16,67 ja 33,33 kVA.

6,67 kVA	28,99 A						
f_{sw} [kHz]	L_1 [μH]	L_2 [μH]	C [μF]	THD N*40 [%]	THD N*10000 [%]	f_r [kHz]	f_{ar} [kHz]
5	286,0	25,4	9,97	0,11	4,65	2,86	10
10	143,0	12,7	5,00	0,11	4,65	5,70	20
15	95,5	8,53	3,30	0,17	4,66	8,59	30
20	72,0	6,33	2,50	0,19	4,66	11,37	40
25	58,0	5,07	2,00	0,22	4,65	14,17	50
50	28,0	2,46	1,03	0,49	4,65	28,40	100
100	13,6	1,01	0,63	1,88	4,65	52,47	200
16,67 kVA	72,46 A						
f_{sw} [kHz]	L_1 [μH]	L_2 [μH]	C [μF]	THD N*40 [%]	THD N*10000 [%]	f_r [kHz]	f_{ar} [kHz]
5	114,0	10,1	25	0,11	4,64	2,86	10
10	57,2	5,07	12,5	0,11	4,64	5,70	20
15	38,2	3,39	8,3	0,17	4,65	8,57	30
20	28,6	2,53	6,26	0,19	4,66	11,40	40
25	23,2	2,03	5	0,22	4,66	14,17	50
50	11,2	0,98	2,58	0,49	4,66	28,40	100
100	5,4	0,40	1,59	1,88	4,65	52,42	200
33,33 kVA	144,93 A						
f_{sw} [kHz]	L_1 [μH]	L_2 [μH]	C [μF]	THD N*40 [%]	THD N*10000 [%]	f_r [kHz]	f_{ar} [kHz]
5	57,2	5,09	49,8	0,10	4,66	2,86	10
10	28,6	2,54	24,9	0,11	4,65	5,72	20
15	19,1	1,70	16,6	0,17	4,65	8,57	30
20	14,4	1,27	12,5	0,19	4,65	11,37	40
25	11,6	1,01	10,0	0,22	4,64	14,17	50
50	5,7	0,50	5,10	0,49	4,66	28,40	100
100	2,7	0,20	3,16	1,88	4,65	52,57	200

Verrattaessa hybridi-suotimen komponenttiarvoja vastaavilla parametreilla suunniteltuihin LC-suotimiin, voitiin huomata, että hybridisuotimella oli keskimäärin 50 % vähemmän yhteenlaskettua induktanssia.

Suotimet suunniteltiin myös käytettäessä edellä valittua DC-jännitteen arvoa 440 VDC, jolloin nähtiin millainen vaikutus pienemmällä kytkentätaajuisen jännitteen amplitudilla oli suotimen komponenttiarvoihin. Modulointi-indeksi oli nyt yhtälön (5.6) mukaisesti 0,739. U_{fsw} :n arvoa jouduttiin muuttamaan arvoon 4,3 % lähtöjännitteestä, jolloin se oli 9,89 V, jotta yhtälöillä (5.7), (5.8) ja (5.9) lasketuilla suotimen komponenttiarvoilla päästiin simuloinneissa lähelle 4.65 % THD:tä.

Taulukko 5.5 LC-suotimen komponenttiarvoja kytkentätaajuuksilla 5, 10, 15, 20, 25, 50 ja 100 kHz, kun invertterin syöttöjännite on 440 VDC ja modulointina unipolaarinen PWM. Teholuokkina 3,68, 4,67, 5,3 ja 6 kVA.

3,68 kVA	16 A					
f_{sw} [kHz]	L [μ H]	C [μ F]	THD N*40 [%]	THD N*10000[%]	f_r [kHz]	
5	920	4,22	0,07	4,67	2,55	
10	462	2,11	0,09	4,65	5,10	
15	310	1,4	0,09	4,65	7,64	
20	231	1,06	0,08	4,64	10,17	
25	186	0,84	0,15	4,66	12,73	
50	95	0,42	0,39	4,67	25,20	
100	51	0,21	0,76	4,67	48,63	
4,67 kVA	20,29 A					
f_{sw} [kHz]	L [μ H]	C [μ F]	THD N*40 [%]	THD N*10000[%]	f_r [kHz]	
5	726	5,35	0,07	4,67	2,55	
10	365	2,67	0,09	4,65	5,10	
15	244	1,78	0,09	4,65	7,64	
20	182	1,34	0,08	4,65	10,19	
25	146	1,07	0,15	4,66	12,73	
50	73,8	0,54	0,39	4,68	25,21	
100	38,6	0,28	0,75	4,64	48,41	
5,3 kVA	23 A					
f_{sw} [kHz]	L [μ H]	C [μ F]	THD N*40 [%]	THD N*10000[%]	f_r [kHz]	
5	640	6,07	0,07	4,67	2,55	
10	322	3,03	0,08	4,65	5,10	
15	215	2,02	0,09	4,65	7,64	
20	161	1,52	0,08	4,64	10,17	
25	129	1,21	0,14	4,67	12,74	
50	64,9	0,62	0,39	4,65	25,09	
100	33,8	0,32	0,76	4,66	48,39	
200	31,2	0,3	2,83	4,67	52,02	
6 kVA	26,09 A					
f_{sw} [kHz]	L [μ H]	C [μ F]	THD N*40 [%]	THD N*10000[%]	f_r [kHz]	
5	564	6,88	0,07	4,68	2,55	
10	283	3,44	0,09	4,67	5,10	
15	190	2,29	0,09	4,64	7,63	
20	142	1,72	0,08	4,65	10,18	
25	113	1,38	0,15	4,68	12,75	
50	57,4	0,7	0,39	4,65	25,11	
100	30	0,36	0,76	4,66	48,43	

Vertaamalla taulukoita 5.1 ja 5.2 taulukoihin 5.5 ja 5.6 huomataan, että käyttämällä DC-jännitteenä 440 VDC 750 VDC sijaan, saatiin LC-suotimen rajataajuutta nostettua noin 27 %, jolloin suotimen induktanssi saatiin noin 19 % ja kapasitanssi noin 23,5 % pienemmäksi.

Taulukko 5.6 LC-suotimen komponenttiarvoja kytkentätaajuuksilla 5, 10, 15, 20, 25, 50 ja 100 kHz, kun invertterin syöttöjännite on 440 VDC ja modulointina unipolaarinen PWM. Teholuokkina 6,67, 16,67 ja 33,33 kVA.

6,67 kVA	28,99 A				
f_{sw} [kHz]	L [uH]	C [uF]	THD N*40 [%]	THD N*10000[%]	f_r [kHz]
5	508	7,65	0,07	4,67	2,55
10	255	3,82	0,09	4,66	5,10
15	170	2,55	0,09	4,66	7,64
20	128	1,91	0,08	4,64	10,18
25	102	1,53	0,15	4,67	12,74
50	51,8	0,77	0,39	4,68	25,20
100	26,9	0,4	0,76	4,67	48,52
16,67 kVA	72,46 A				
f_{sw} [kHz]	L [uH]	C [uF]	THD N*40 [%]	THD N*10000[%]	f_r [kHz]
5	203	19,1	0,07	4,68	2,56
10	102	9,56	0,09	4,65	5,10
15	68	6,37	0,09	4,67	7,65
20	51,2	4,78	0,08	4,64	10,17
25	40,9	3,82	0,14	4,67	12,73
50	20,7	1,93	0,39	4,68	25,18
100	10,8	1	0,76	4,66	48,43
33,33 kVA	144,93 A				
f_{sw} [kHz]	L [uH]	C [uF]	THD N*40 [%]	THD N*10000[%]	f_r [kHz]
5	102	38,2	0,07	4,66	2,55
10	50,9	19,1	0,09	4,67	5,10
15	34,2	12,7	0,09	4,65	7,64
20	25,6	9,56	0,08	4,64	10,17
25	20,4	7,65	0,15	4,68	12,74
50	10,3	3,88	0,39	4,68	25,18
100	5,35	2,02	0,76	4,66	48,41

Taulukoissa 5.7 ja 5.8 on esitetty hybridi-suotimen komponenttiarvot 440 VDC jännitteellä. Verrattaessa taulukoita 5.7 ja 5.8 taulukkoihin 5.3 ja 5.4 huomataan, että 440 VDC jännitteellä yhteenlaskettua induktanssia oli noin 26 % ja kapasitanssia noin 23 % vähemmän kuin 750 VDC jännitteellä. Kaistanesto viritettiin edelleen samalle taajuudelle, mutta alipäästön rajataajuutta voitiin nostaa noin 33 %.

Verrattaessa 750 VDC jännitteelle suunniteltua LC-suodinta 440 VDC jännitteelle suunniteltuun hybridisuotimeen, oli hybridisuotimella noin 63 % vähemmän induktanssia. Optimoimalla välipiirin DC-jännite ja suotimen topologia, on siis mahdollista vaikuttaa suodinkomponenttien arvoihin merkittävästi ja samalla todennäköisesti vähentää komponenteista johtuvia kustannuksia.

Taulukko 5.7 Hybridi-suotimen komponenttiarvoja kytkentätaajuuksilla 5, 10, 15, 20, 25, 50 ja 100 kHz, kun invertterin syöttöjännite on 440 VDC ja modulointina unipolaarinen PWM. Teholuokkina 3,68, 4,67, 5,3 ja 6 kVA.

3,68 kVA		16 A						
f_{sw} [kHz]	L_1 [μ H]	L_2 [μ H]	C [μ F]	THD N*40 [%]	THD N*10000 [%]	f_r [kHz]	f_{ar} [kHz]	
5	360	60	4,22	0,07	4,66	3,78	10	
10	180	30	2,11	0,09	4,64	7,56	20	
15	120	20	1,4	0,09	4,65	11,37	30	
20	89,4	14,9	1,06	0,08	4,67	15,14	40	
25	72	12	0,84	0,15	4,66	18,95	50	
50	35	6,03	0,42	0,39	4,65	38,34	100	
100	15	3,02	0,21	0,76	4,64	81,83	200	
4,67 kVA		20,29 A						
f_{sw} [kHz]	L_1 [μ H]	L_2 [μ H]	C [μ F]	THD N*40 [%]	THD N*10000 [%]	f_r [kHz]	f_{ar} [kHz]	
5	283,8	47,3	5,35	0,07	4,67	3,78	10	
10	142,2	23,7	2,67	0,09	4,66	7,56	20	
15	94,8	15,8	1,78	0,09	4,65	11,34	30	
20	70,8	11,8	1,34	0,08	4,66	15,13	40	
25	57	9,5	1,07	0,15	4,67	18,87	50	
50	27,2	4,69	0,54	0,39	4,66	38,35	100	
100	11,2	2,26	0,28	0,76	4,67	81,98	200	
5,3 kVA		23 A						
f_{sw} [kHz]	L_1 [μ H]	L_2 [μ H]	C [μ F]	THD N*40 [%]	THD N*10000 [%]	f_r [kHz]	f_{ar} [kHz]	
5	250,2	41,7	6,07	0,07	4,67	3,78	10	
10	125,4	20,9	3,03	0,09	4,67	7,56	20	
15	83,4	13,9	2,02	0,09	4,66	11,35	30	
20	62,4	10,4	1,52	0,08	4,67	15,13	40	
25	50,4	8,4	1,21	0,15	4,66	18,87	50	
50	23,7	4,09	0,62	0,39	4,68	38,35	100	
100	9,8	1,98	0,32	0,76	4,67	81,98	200	
200	1,6	0,53	0,3	2,83	4,67	199,21	400	
6 kVA		26,09 A						
f_{sw} [kHz]	L_1 [μ H]	L_2 [μ H]	C [μ F]	THD N*40 [%]	THD N*10000 [%]	f_r [kHz]	f_{ar} [kHz]	
5	220,8	36,8	6,88	0,07	4,67	3,78	10	
10	110,4	18,4	3,44	0,09	4,67	7,56	20	
15	73,8	12,3	2,29	0,09	4,65	11,33	30	
20	55,2	9,2	1,72	0,08	4,66	15,12	40	
25	43,8	7,3	1,38	0,15	4,67	18,95	50	
50	20	3,62	0,7	0,39	4,65	39,14	100	
100	8,7	1,76	0,36	0,76	4,68	82,02	200	

Taulukko 5.8 Hybridi-suotimen komponenttiarvoja kytkentätaajuuksilla 5, 10, 15, 20, 25, 50 ja 100 kHz, kun invertterin syöttöjännite on 440 VDC ja modulointina unipolaarinen PWM. Teholuokkina 6,67, 16,67 ja 33,33 kVA.

6,67 kVA		28,99 A						
f_{sw} [kHz]	L_1 [μ H]	L_2 [μ H]	C [μ F]	THD N*40 [%]	THD N*10000 [%]	f_r [kHz]	f_{ar} [kHz]	
5	198,6	33,1	7,65	0,07	4,67	3,78	10	
10	99,6	16,6	3,82	0,09	4,67	7,55	20	
15	66,0	11,0	2,55	0,09	4,66	11,36	30	
20	49,8	8,30	1,91	0,08	4,66	15,11	40	
25	39,6	6,60	1,53	0,15	4,67	18,93	50	
50	19,0	3,29	0,77	0,39	4,68	38,42	100	
100	7,80	1,58	0,40	0,76	4,68	82,15	200	
16,67 kVA		72,46 A						
f_{sw} [kHz]	L_1 [μ H]	L_2 [μ H]	C [μ F]	THD N*40 [%]	THD N*10000 [%]	f_r [kHz]	f_{ar} [kHz]	
5	79,8	13,3	19,1	0,07	4,67	3,77	10	
10	39,6	6,60	9,56	0,09	4,67	7,57	20	
15	26,4	4,40	6,37	0,09	4,66	11,36	30	
20	19,8	3,30	4,78	0,08	4,67	15,15	40	
25	15,9	2,65	3,82	0,15	4,67	18,91	50	
50	7,60	1,31	1,93	0,39	4,66	38,37	100	
100	3,10	0,63	1	0,76	4,69	82,37	200	
33,33 kVA		144,93 A						
f_{sw} [kHz]	L_1 [μ H]	L_2 [μ H]	C [μ F]	THD N*40 [%]	THD N*10000 [%]	f_r [kHz]	f_{ar} [kHz]	
5	39,6	6,60	38,2	0,07	4,67	3,79	10	
10	19,8	3,30	19,1	0,09	4,67	7,58	20	
15	13,3	2,21	12,7	0,09	4,65	11,35	30	
20	9,90	1,65	9,56	0,08	4,67	15,15	40	
25	7,92	1,32	7,65	0,15	4,67	18,93	50	
50	3,80	0,65	3,88	0,39	4,64	38,29	100	
100	1,55	0,31	2,02	0,76	4,64	82,03	200	

Molemmilla suotimilla pienimmät induktanssin arvot saavutettiin suurelle teholuokalle suunniteltuna. Vaikka suuremmalla teholuokalla induktanssin arvo on pienin, ei kuristimen kustannus ole välttämättä samalla pienin, koska sydän joudutaan todennäköisesti mitoittamaan suuremmaksi suuremman virran aiheuttaman magneettivuon takia, jotta sydänmateriaali ei saturoidu. Kuristinsydämen materiaalikustannus on siis todennäköisesti suurempi, vaikka induktanssi olisikin pienempi.

5.3.2 Suotimien vertailu sähköverkon datasiirron ja EMC-määrittysten raja-arvoja käyttäen

Suotimet suunniteltiin lisäksi käyttäen sähköverkon viestinsiirron standardissa SFS-EN 50065-1 sekä EMC-standardissa IEC 61000-6-3 esitettyjä raja-arvoja. Kyseiset standardit sisältävät raja-arvot taajuusalueelle 3...148,5 kHz sekä 150 kHz:stä ylöspäin. Jotta suotimien suorituskykyä voitiin helpommin verrata edellisen kappaleen alle 5 % THD-rajaan suunniteltuihin suotimiin, laskettiin myös THD käyttäen samoja parametreja. Suotimien suunnittelussa käytetyt lähtöjännitteen raja-arvot on esitetty taulukossa 5.9.

Taulukko 5.9 Suotimien suunnittelussa käytetyt raja-arvot sekä taajuusalueet

Taajuusalue	Raja-arvo	Lisätietoja
0... 2 kHz	THD < 5 %	-
3... 9 kHz	128 dB μ V	-
9... 95 kHz	128 -> 114 dB μ V	laskee lineaarisesti taajuuden logaritmin funktiona
95... 148,5 kHz	116 dB μ V	luokka 122
150... 500 kHz	66 -> 56 dB μ V	laskee lineaarisesti taajuuden logaritmin funktiona

Taulukosta 5.9 huomataan, että yli 150 kHz:n taajuuksille asetettu rajoitus on huomattavasti tiukempi, kuin alle 148,5 kHz:n taajuuksilla. Kaikki taulukossa 5.9 esitetyt raja-arvot ovat samalla huomattavasti tiukempia, jos niitä verrataan edellisessä kappaleessa käytettyyn THD < 5 % rajoitukseen. Tuloksia tarkastellessa on kuitenkin huomioitava, että taajuusalueen 150...500 kHz raja-arvot on ilmoitettu kvasihuippuarvoina, mutta koska niiden laskentamenetelmää ei ole ilmoitettu raja-arvot ilmoittavassa standardissa, on rajojen täyttymisenä

käytetty kvasihuipun sijasta signaalissa esiintyviä huippuarvoja. Lähtöjännitteessä sallittaisiin siis oikeasti hieman suurempi amplitudiset taajuuskomponentit yli 150 kHz taajuuksilla.

LC-suotimien tarvittavat rajataajuudet määritettiin ensin simuloimalla täyttämään taulukossa 5.9 esitetyt raja-arvot nimellistä kuormaa käyttäen ja tämän jälkeen käytettiin yhtälöitä (5.6)...(5.9) komponenttiarvojen määrittämiseen. Taulukoissa 5.10 ja 5.11 on esitetty LC-suotimen komponenttiarvot taulukon 5.9 raja-arvoille suunniteltuna.

Taulukko 5.10 LC-suotimen komponenttiarvoja kytkentätaajuuksilla 5, 10, 15, 20, 25 50 ja 100 kHz, kun invertterin syöttöjännite on 440 VDC ja modulointina unipolaarinen PWM.

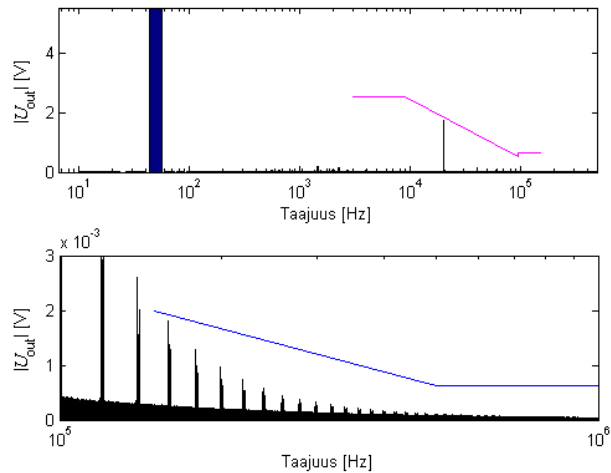
3,68 kVA	16 A						
f_{sw} [kHz]	L [uH]	C [uF]	THD N*40 [%]	THD N*10000 [%]	f_r [kHz]	rajoitus	
5	1920	8,79	0,10	1,06	1,225	<148,5 kHz	
10	1100	5,07	0,10	0,80	2,131	<148,5 kHz	
15	1570	7,18	0,11	0,22	1,499	>150 kHz	
20	1870	8,57	0,11	0,15	1,257	>150 kHz	
25	2640	12	0,20	0,22	0,894	>150 kHz	
50	2820	12,9	0,42	0,43	0,834	>150 kHz	
100	-	-	-	-	-	>150 kHz	
4,67 kVA	20,29 A						
f_{sw} [kHz]	L [uH]	C [uF]	THD N*40 [%]	THD N*10000 [%]	f_r [kHz]	rajoitus	
5	1510	11,1	0,10	1,07	1,229	<148,5 kHz	
10	870	6,4	0,10	0,80	2,133	<148,5 kHz	
15	1240	9,1	0,11	0,22	1,498	>150 kHz	
20	1480	10,9	0,11	0,15	1,253	>150 kHz	
25	2080	15,3	0,20	0,22	0,892	>150 kHz	
50	2220	16,3	0,42	0,43	0,837	>150 kHz	
100	-	-	-	-	-	>150 kHz	
5,3 kVA	23 A						
f_{sw} [kHz]	L [uH]	C [uF]	THD N*40 [%]	THD N*10000 [%]	f_r [kHz]	rajoitus	
5	1330	12,6	0,10	1,07	1,229	<148,5 kHz	
10	760	7,3	0,10	0,80	2,137	<148,5 kHz	
15	1090	10,3	0,11	0,22	1,502	>150 kHz	
20	1300	12,4	0,11	0,15	1,254	>150 kHz	
25	1830	17,3	0,20	0,22	0,894	>150 kHz	
50	1960	18,5	0,42	0,43	0,836	>150 kHz	
100	-	-	-	-	-	>150 kHz	
6 kVA	26,09 A						
f_{sw} [kHz]	L [uH]	C [uF]	THD N*40 [%]	THD N*10000 [%]	f_r [kHz]	rajoitus	
5	1180	14,3	0,10	1,06	1,225	<148,5 kHz	
10	675	8,2	0,10	0,80	2,139	<148,5 kHz	
15	960	11,7	0,11	0,22	1,502	>150 kHz	
20	1150	14	0,11	0,15	1,254	>150 kHz	
25	1610	19,7	0,20	0,22	0,894	>150 kHz	
50	1730	21	0,42	0,43	0,835	>150 kHz	
100	-	-	-	-	-	>150 kHz	

Taulukko 5.11 LC-suotimen komponenttiarvoja kytkentätaajuuksilla 5, 10, 15, 20, 25, 50 ja 100 kHz, kun invertterin syöttöjännite on 440 VDC ja modulointina unipolaarinen PWM.

6,67 kVA	28,99 A						
f_{sw} [kHz]	L [uH]	C [uF]	THD N*40 [%]	THD N*10000 [%]	f_r [kHz]	rajoitus	
5	1060	15,9	0,10	1,07	1,226	<148,5 kHz	
10	610	9,16	0,10	0,80	2,129	<148,5 kHz	
15	860	13	0,11	0,22	1,505	>150 kHz	
20	1030	15,5	0,11	0,15	1,260	>150 kHz	
25	1460	21,8	0,20	0,22	0,892	>150 kHz	
50	1560	23,3	0,42	0,43	0,835	>150 kHz	
100	-	-	-	-	-	>150 kHz	
16,67 kVA	72,46 A						
f_{sw} [kHz]	L [uH]	C [uF]	THD N*40 [%]	THD N*10000 [%]	f_r [kHz]	rajoitus	
5	420	39,8	0,10	1,07	1,231	<148,5 kHz	
10	240	22,9	0,10	0,80	2,147	<148,5 kHz	
15	350	32,5	0,11	0,22	1,492	>150 kHz	
20	410	38,8	0,11	0,15	1,262	>150 kHz	
25	580	54,6	0,20	0,22	0,894	>150 kHz	
50	620	58,4	0,42	0,43	0,836	>150 kHz	
100	-	-	-	-	-	>150 kHz	
33,33 kVA	144,93 A						
f_{sw} [kHz]	L [uH]	C [uF]	THD N*40 [%]	THD N*10000 [%]	f_r [kHz]	rajoitus	
5	210	79,6	0,10	1,07	1,231	<148,5 kHz	
10	120	45,8	0,10	0,80	2,147	<148,5 kHz	
15	173	65	0,11	0,22	1,501	>150 kHz	
20	206	77,7	0,11	0,15	1,258	>150 kHz	
25	290	109,2	0,20	0,22	0,894	>150 kHz	
50	311	116,7	0,42	0,43	0,835	>150 kHz	
100	-	-	-	-	-	>150 kHz	

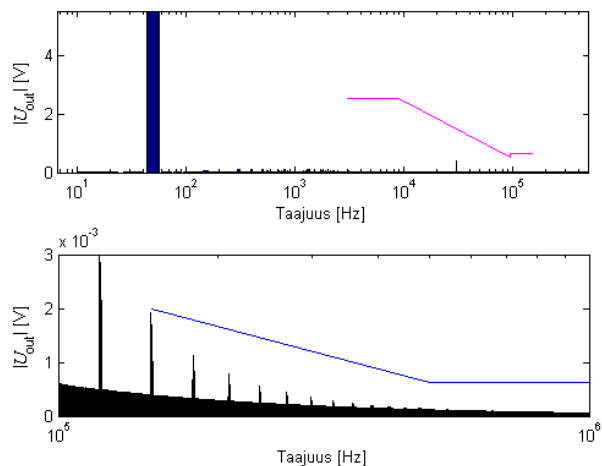
Kuten taulukoiden 5.10 ja 5.11 sarakkeesta ”rajoitus” voidaan huomata, alkoi taulukossa 5.9 esitetty rajoitus yli 150 kHz:n häiriöpäästöille rajoittaa suotimen suunnittelua jo 15 kHz:n kytkentätaajuudesta lähtien. Suotimen rajataajuutta jouduttiinkin siis laskemaan, kun kytkentätaajuutta nostettiin. Tämä tarkoittaa samalla sitä, että taulukossa 5.9 esitetyt muut raja-arvot alitettiin suurella marginaalilla. Tilanne poikkeaa huomattavasti edellisen kappaleen tarkastelusta, jossa käytettiin vain lähtöjännitteen THD:lle rajoitusta ja suotimen rajataajuutta saatiin nostettua aina kytkentätaajuutta nostettaessa.

Kuvassa 5.5 on esitetty lähtöjännitteen spektri 10 kHz kytkentätaajuudella.



Kuva 5.5 Lähtöjännitteen taajuusspektri 10 kHz kytkentätaajuudella, kun LC-suotimen rajataajuutena käytetään 2,131 kHz. Magenta käyrä kuvaa standardin SFS-EN 50065-1 raja-arvoja ja sininen käyrä standardin SFS-EN 61000-6-3 raja-arvoja.

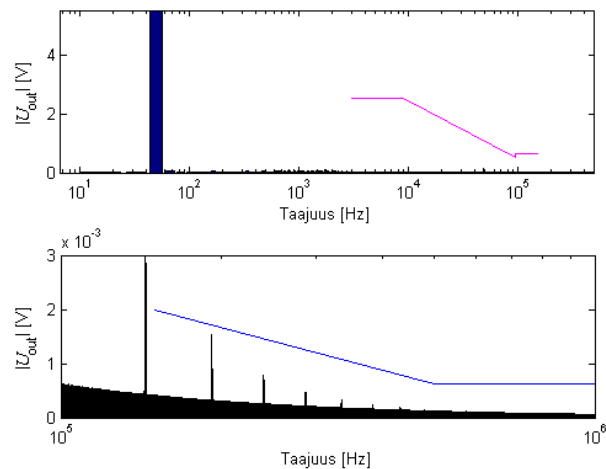
Kuvassa 5.6 on esitetty lähtöjännitteen spektri 15 kHz kytkentätaajuudella. Verrattaessa kuvia 5.5 ja 5.6 nähdään, että 15 kHz kytkentätaajuudella joudutaan LC-suotimen rajataajuutta laskemaan merkittävästi kuvan 5.5 tilanteeseen nähden, jotta yli 150 kHz taajuuksille asetetut raja-arvot alittuvat. Tämä johtaa siihen, että alle 148,5 kHz taajuuksien raja-arvot alittuvat suurella marginaalilla.



Kuva 5.6 Lähtöjännitteen taajuusspektri 15 kHz kytkentätaajuudella, kun LC-suotimen rajataajuutena käytetään 1,499 kHz. Magenta käyrä kuvaa standardin SFS-EN 50065-1 raja-arvoja ja sininen käyrä standardin SFS-EN 61000-6-3 raja-arvoja.

Kytkentätaajuuden ylittäessä 25 kHz, törmättiin myös ongelmaan, jossa yli 150 kHz jännitekomponenteille asetettuja rajoja oli hankalampi alittaa tietyillä kytkentätaajuuksilla. Esimerkiksi 24 kHz kytkentätaajuudella rajat alitettiin vielä suhteellisen helposti, mutta 25 kHz kytkentätaajuudella suotimen rajataajuutta jouduttiin laskemaan merkittävästi. Kuitenkin esimerkiksi 37 kHz ja 70 kHz kytkentätaajuuksilla voidaan suotimen rajataajuutta taas nostaa, koska yksi kytkentätaajuuden harmonisista komponenteista jää juuri 150 kHz:n alapuolelle, jolloin se saa olla amplitudiltaan huomattavasti suurempi 150 kHz:stä alkavaan rajoitukseen nähden. 100 kHz kytkentätaajuudella raja-arvoja ei puolestaan saatu alitettua LC-suodinta käytettäessä.

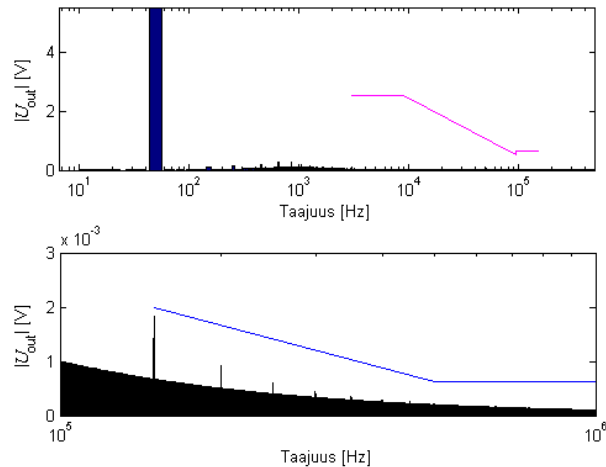
Kuvassa 5.7 on esitetty lähtöjännitteen spektri 24 kHz kytkentätaajuudella, josta nähdään, että yksi kytkentätaajuuden harmoninen komponentti osuu juuri 150 kHz:n alapuolelle ja on amplitudiltaan huomattavasti 150 kHz taajuudelle asetettua rajoitusta suurempi.



Kuva 5.7 Lähtöjännitteen taajuusspektri 24 kHz kytkentätaajuudella, kun LC-suotimen rajataajuutena käytetään 1,453 kHz. Magenta käyrä kuvaa standardin SFS-EN 50065-1 raja-arvoja ja sininen käyrä standardin SFS-EN 61000-6-3 raja-arvoja.

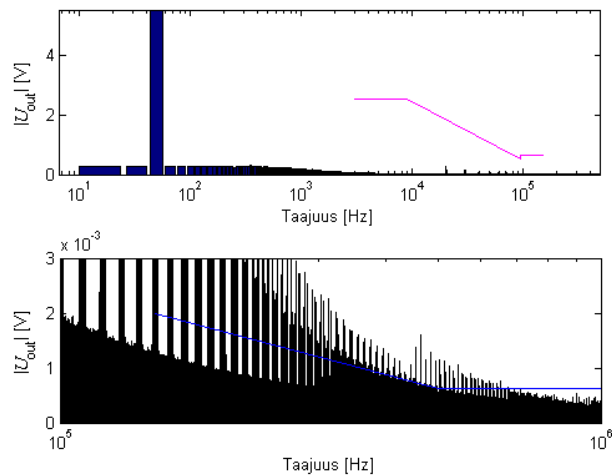
Kuvassa 5.8 on esitetty lähtöjännitteen spektri 25 kHz kytkentätaajuudella, josta nähdään, että yksi kytkentätaajuuden harmoninen komponentti osuu 150 kHz

taajuudelle, jolloin sen vaimentamiseksi joudutaan LC-suotimen rajataajuutta laskemaan merkittävästi verrattuna kuvan 5.7 tilanteeseen.



Kuva 5.8 Lähtöjännitteen taajuusspektri 25 kHz kytkentätaajuudella, kun LC-suotimen rajataajuutena käytetään 0,894 kHz. Magenta käyrä kuvaa standardin SFS-EN 50065-1 raja-arvoja ja sininen käyrä standardin SFS-EN 61000-6-3 raja-arvoja.

Tämän jälkeen suunniteltiin hybridisuotimet käyttäen kondensaattoreille samoja arvoja kuin LC-suotimessa, jotta kuristimien induktanssien arvoja saatiin vertailtua. Simulointien aloittamisen jälkeen tuli kuitenkin hyvin nopeasti selväksi, että hybridi-suodinta käyttämällä lähtöjännitteen harmonisia komponentteja ei saatu täyttämään taulukossa 5.9 esitettyjä yli 150 kHz taajuuksille asetettuja raja-arvoja. Tämä johtuu siitä, että vaikka hybridi-suodin vaimentaa erittäin tehokkaasti ensimmäisen kytkentätaajuuden harmonisen, ovat sitä korkeampien harmonisten amplitudit huomattavasti suurempia LC-suotimen tapaukseen verrattuna, koska hybridi-suotimen alipäästön kertaluku on pienempi. Pelkästään THD:tä tarkastellessa hybridi-suodin suoriutuu siis hyvin, koska laskennassa huomioidaan vain harmonisten komponenttien amplitudit, mutta yksittäisen harmonisen amplitudilla ei ole varsinaista rajoitusta tietyllä taajuusalueella. Kuvassa 5.9 on esitetty lähtöjännitteen spektri 5 kHz kytkentätaajuudella, kun suotimen komponenttisarvoina käytetään $L_1 = 4000 \mu\text{H}$, $L_2 = 28,8 \mu\text{H}$ ja $C = 8,79 \mu\text{F}$.



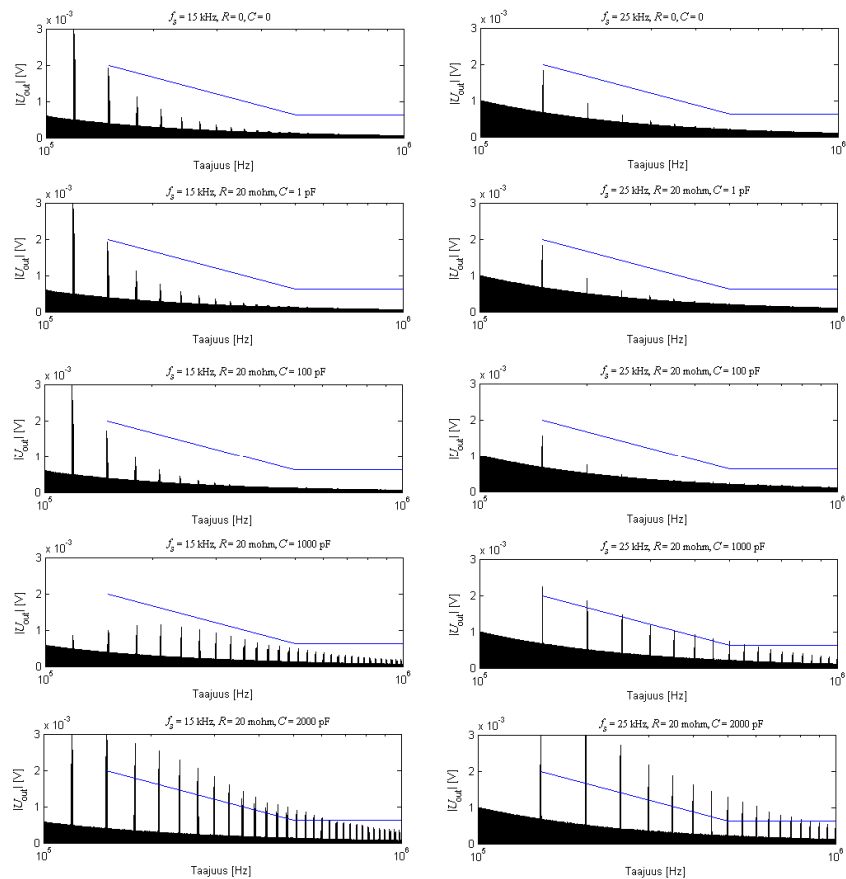
Kuva 5.9 Lähtöjännitteen taajuusspektri 5 kHz kytkentätaajuudella, kun hybridisuotimen resonanssitaajuuksina käytetään $f_r = 0,85$ kHz ja $f_{ar} = 10$ kHz. Magenta käyrä kuvaa standardin SFS-EN 50065-1 raja-arvoja ja sininen käyrä standardin SFS-EN 61000-6-3 raja-arvoja.

Kuvasta 5.9 nähdään, että hybridisuodinta käyttämällä lähtöjännitteen harmonisia komponentteja ei saada haluttuihin rajoihin suotimen suurista komponenttiarvoista huolimatta. Lähtöjännitteen THD on kuitenkin 40. harmoniseen asti laskettuna vain 0,25 % ja 10000. harmoniseen asti laskettuna 0,39 %. Tilanne on samalla täysin päinvastainen THD-raja -mitoitukseen nähden, jolloin hybridisuotimella raja saatiin alitettua huomattavasti pienemmillä suodinkomponenttien arvoilla LC-suotimeen verrattuna.

5.4 Kuristimen parasiittisten komponenttien vaikutus

Koska simuloinneissa tarkasteltiin taajuuksia väliltä 150...500 kHz käyttäen ideaalista mallia kuristimelle, yritettiin tulosten luotettavuus verifioida tarkastelemalla parasiittisten komponenttien vaikutusta simulointituloksiin. Tarkasteluun valittiin taulukossa 5.10 esitetyt 15 kHz sekä 25 kHz kytkentätaajuuksien tapaukset joilla yli 150 kHz taajuuksille asetetut rajat alkoivat tulla rajoittavaksi tekijäksi suotimen rajataajuutta valittaessa. Kuristimelle lisättiin sarjaresistanssi sekä rinnakkaiskapasitanssi. Sarjaresistanssin arvoksi valittiin 20 m Ω , jolloin se kuvaisi paremmin

virranahdosta johtuvaa käämilangan suurempaa resistanssia korkeilla taajuuksilla. Kapasitanssille valittiin arvot 1, 10 ja 100 pF sekä 1, 2, 3 ja 4 nF. Kuvassa 5.10 on esitetty lähtöjännitteen spektrit taajuusalueella 100..1000 kHz, kun parametreina käytettiin edellä mainittuja arvoja.



Kuva 5.10

Lähtöjännitteen taajuusspektrit taajuusalueella 100...1000 kHz. Vasemmalla esitetyissä kuvaajissa kytkentätaajuutena käytettiin 15 kHz ja suotimen komponenttiarvoina 1570 μH ja 7,18 μF . Oikealla esitetyissä kuvaajissa kytkentätaajuutena 25 kHz ja suotimen komponenttiarvoina 2640 μH ja 12 μF . Kuristimen sarjaresistanssina kaikissa tapauksissa 20 m Ω ideaalista kuristinta lukuun ottamatta. Rinnakkaiskapasitanssin arvoina ylhäältä lukien 0, 1, 100, 1000 ja 2000 pF.

Kuvasta 5.10 nähdään, että käytettäessä kuristimen parasiittisen kapasitanssin arvona 100 pF tai sitä pienempää arvoa, vastaavat lähtöjännitteen spektrit hyvin lähelle ideaalisen kuristimen tapausta. Parasiittisen kapasitanssin arvoilla

1000 pF ja 2000 pF alkavat lähtöjännitteen spektrit poiketa ideaalisen kuristimen tapauksesta merkittävästi. Lähtöjännitteen harmonisille komponenteille asetettu raja ylittyy 15 kHz kytkentätaajuudella 2000 pF:lla ja 25 kHz kytkentätaajuudella jo 1000 pF:lla. Simuloinnit tehtiin myös 2000 pF suuremmilla arvoilla, jolloin korkeataajuisten jännitekomponenttien amplitudit nousivat vielä 2000 pF tapausta korkeammiksi. Yhteenvetona voidaan siis todeta, että edellisessä kappaleessa ideaalisella kuristinmallilla saadut tulokset pitävät paikkansa, jos kuristimen kääminnän kapasitanssin oletetaan pysyvän alle 1000 pF arvossa.

5.5 Kuormituksen vaikutus suotimen toimintaan

Koska vaihtosuuntaajaa kuormitetaan suurimman osan ajasta nimellistä kuormaa pienemmällä kuormalla, tutkittiin myös kuormituksen vaikutusta suotimien toimintaan. Edellisissä kappaleissa tarkastellut suotimet suunniteltiin nimelliselle kuormalle, mutta vaihtosuuntaajan tulisi täyttää lähtöjännitteelle asetetut vaatimukset myös ilman kuormitusta. Kun kuormitus poistetaan, tulevat mm. komponenttien sarjaresistanssien suurusluokat merkitsevämmäksi. Kuormitusta lisättäessä komponenttien sarjaresistanssin suurusluokka on kuitenkin huomattavasti kuormaa pienempi. Tästä syystä simulointimalleihin on lisätty sarjaresistanssit sekä kuristimelle että kondensaattorille, jotta simulointimalli vastaisi reaalista tapausta paremmin, kun kuorma on poistettu. Kuristimen sarjaresistanssi määräytyy käämilangan resistanssista ja sitä on arvioitu 20 m Ω :lla. Käämilangan resistanssi on lisäksi riippuvainen taajuudesta virranahdon takia, mutta tätä ilmiötä on vaikea sisällyttää simulointiin. Käämilangan resistanssin arvo on siis valittu hieman korkeammaksi, jotta se vastaisi osittain myös toimintaa korkeammilla taajuuksilla. Kondensaattorin sarjaresistanssia arvioitiin 5 m Ω :lla, joka vastaa keskimääräistä polypropyleenikondensaattorin ESR:n arvoa (Cornell, 2010a). Sarjaresistanssit riippuvat kuitenkin komponenttien rakenteesta, joten tarkempien tulosten saamiseksi jokainen tapaus tulisi tarkastella erikseen.

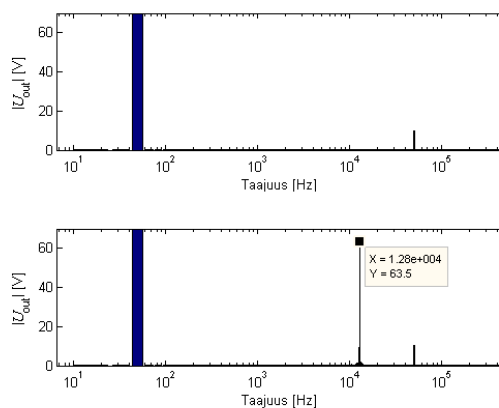
Taulukossa 5.12 on esitetty 16 ampeerin nimelliselle kuormalle mitoitettun LC-suotimen THD-arvoja ilman kuormitusta, kun kuristimen sarjaresistanssina käytettiin $20\text{ m}\Omega$ ja kondensaattorin sarjaresistanssina $5\text{ m}\Omega$. DC-jännitteen arvona käytettiin 440 VDC.

Taulukko 5.12 16 A nimelliselle kuormalle mitoitettun LC-suotimen THD-arvoja, kun kuormitus on 16 A ja kun kuormitus on poistettu. Kuristimen sarjaresistanssina $20\text{ m}\Omega$ ja kondensaattorin sarjaresistanssina $5\text{ m}\Omega$.

f_{sw} [kHz]	L [μH]	C [μF]	f_r [kHz]	THD N*40	THD N*10000	THD N*40	THD N*10000
				16 A kuormalla [%]	16 A kuormalla [%]	tyhjäkäynnissä [%]	tyhjäkäynnissä [%]
5	920	4,22	2,55	0,07	4,67	0,11	5,30
10	462	2,11	5,10	0,09	4,65	0,09	4,94
15	310	1,40	7,64	0,09	4,65	0,10	5,82
20	231	1,06	10,17	0,08	4,64	0,08	7,31
25	186	0,84	12,73	0,15	4,66	0,15	20,59
50	95	0,42	25,20	0,39	4,67	0,39	14,38
100	51	0,21	48,63	0,76	4,67	0,76	12,43

Taulukosta 5.12 huomataan, että jännitteen THD näyttää kasvavan merkittävästi erityisesti suurilla kytkentätaajuuksilla käytettäessä, kun kuorma poistetaan.

Kuvassa 5.11 on esitetty lähtöjännitteen spektri 25 kHz:n kytkentätaajuudella sekä täydellä kuormalla että tyhjäkäynnillä.



Kuva 5.11 Lähtöjännitteen spektri 25 kHz kytkentätaajuudella, kun kuormituksena on 16 A resistiivinen kuorma (yllä) sekä tyhjäkäynnillä (alla).

Kuvasta 5.11 nähdään, että kun kuormitus poistettiin, alkoi suotimen resonanssitaajuus vahvistaa jännitteen harmonisia komponentteja 12,8 kHz taajuudella ja lähtöjännitteeseen ilmestyi 63,5 V suuruinen komponentti, joka

aiheutti THD:n kasvamisen. Tilanne ei kuitenkaan vastaa kovin hyvin oikeaa sovellusta. Vaihtosuuntaajan perään kytketään lisäksi kymmeniä metrejä kaapelointia, joka aiheuttaa kapasitanssia. Jo 3 nF suuruisen kapasitanssin lisäys suotimen perään tiputtaa 12,8 kHz taajuista jännitekomponenttia alle 40 V tasolle. Jos kuristimen rinnalle kytketään myös 3 nF suuruinen kapasitanssi kuvaamaan käämikierrosten välistä kapasitanssia, tippuu jännitekomponentti 22 V tasolle. Kondensaattorin sarjainduktanssilla ei puolestaan näyttänyt olevan suurta vaikutusta, koska 23 nH suuruisen induktanssin lisäys pudotti jännitekomponentin 21,8 V tasolle. Kondensaattorin sarjainduktanssin arvo on valittu lähteen (Cornell, 2010a) perusteella.

Vertailun vuoksi kuormituksen poistamisen vaikutusta tarkasteltiin myös EMC-rajoitukselle suunniteltujen LC-suotimien tapauksessa. Taulukossa 5.13 on esitetty 16 ampeerin nimelliselle kuormalle mitoitettujen LC-suotimien THD-arvoja ilman kuormitusta, kun kuristimen sarjaresistanssina käytettiin 20 mΩ ja kondensaattorin sarjaresistanssina 5 mΩ. DC-jännitteen arvona käytettiin 440 VDC. Kuristimen sarjaresistanssina käytettiin arvoa 20 mΩ ja kondensaattorin sarjaresistanssina 5 mΩ.

Taulukko 5.13 EMC-raja-arvoille ja 16 A nimelliselle kuormalle mitoitettujen LC-suotimien THD-arvoja, kun kuormitus on 16 A ja kun kuormitus on poistettu. Kuristimen sarjaresistanssina 20 mΩ ja kondensaattorin sarjaresistanssina 5 mΩ.

f_{sw} [kHz]	L [uH]	C [uF]	f_r [kHz]	THD N*40	THD N*10000	THD N*40	THD N*10000
				16 A kuormalla [%]	16 A kuormalla [%]	tyhjäkäynnissä [%]	tyhjäkäynnissä [%]
5	1920	8,79	1,23	0,10	1,06	1,52	1,85
10	1100	5,07	2,13	0,10	0,80	0,21	1,05
15	1570	7,18	1,50	0,11	0,22	4,31	4,32
20	1870	8,57	1,26	0,11	0,15	3,24	3,24
25	2640	12	0,89	0,20	0,22	3,61	3,61
50	2820	12,9	0,83	0,42	0,43	2,80	2,80
100	-	-	-	-	-	-	-
200	3380	15,4	0,70	1,97	1,98	10,29	10,30

Taulukosta 5.13 nähdään, että THD kasvoi tyhjäkäynnissä alle 2 kHz taajuuksilla merkittävästi, mutta ei kuitenkaan ylittänyt 5 % rajaa, kun kytkentätaajuutena käytettiin alle 100 kHz. Myös kaikki taulukossa 5.9 esitetyt raja-arvot täyttyivät,

kun kuormitus poistettiin. 200 kHz kytkentätaajuudella suotimen resonanssi kuitenkin vahvasti 700 Hz ympäristössä olevia 50 Hz harmonisia tyhjäkäynnillä niin paljon, että THD:n arvoksi saatiin yli 10 % jo 40 ensimmäistä harmonista tarkastellessa.

Yhteenvedona voitiin siis todeta, että kuormituksen poistaminen saattaa saada suotimen resonanssitaajuuden korostamaan lähtöjännitteen harmonisia komponentteja, mutta vaikutus voi todellisessa sovelluksessa olla hyvin pieni. Ongelmien esiintyminen on kuitenkin mahdollista.

5.6 Fyysisen suotimen mitoitus

Lähteessä (Peltoniemi, 2009) on vertailtu kolmea erilaista sydänmateriaalia LVDC-vaihtosuuntaajan lähtöjännitteen suotimen tapauksessa investointikustannusten ja häviökustannusten kannalta. Loppupäätelmänä todettiin, että amorfinen metalli tulee pidemmällä aikavälillä rautaa kannattavammaksi, koska häviöt ovat pienemmät, vaikka investointikustannukset ovat suuremmat. Tarkasteluun valittiin tämän perusteella amorfinen metalli kuristimien sydänmateriaaliksi.

Sydäntä valittaessa tarkasteltavat parametrit ovat tarvittava induktanssi L , vuontiheys B_{\max} , jolla sydän saturoituu, magnetomotorinen voima NI sekä häviötehosta aiheutuva kuristimen lämpötilan nousu. Koska käämilanka käämitään sydämen ympärille, tarkasteltiin myös käämityksen viemää tilaa ja verrattiin sitä käämi-ikkunan kokoon. Vaikka sydän täyttäisi kaikki muut kriteerit, ei sitä voida käyttää, jos käämitystä ei pystytä toteuttamaan. Käämilangan valintaan vaikuttaa sen resistanssi R . Resistanssi riippuu langan pituudesta ja poikkipinta-alasta. Langan valintaan vaikuttaa lisäksi merkittävästi vaihtosuuntaaja kytkentätaajuus, koska taajuuden kasvaessa virran ahtautumisen takia käämilangan poikkipinta-alaa ei hyödynnetä kokonaan, vaan virta kulkee jollakin tunkeutumissyvyyden δ etäisyydellä johtimen pinnasta. Termisen toiminnan puolesta käämilangalle tulisi varata myös jonkin suuruinen ilmarävi

sydämeen, jotta käämitys ei estä lämmön siirtymistä sydäimestä pois. Ilmaväli edesauttaa myös käämityksen jäähtymistä. Ilmaväli vaikuttaa kuitenkin samalla kuristimen parametreihin, mutta koska muutokselle ei ole kehitetty vielä mitään menetelmää, jätettiin käämityksen ilmavälin tutkiminen mahdollista myöhempää tarkastelua varten.

Tarkasteluun valittiin Metglas:n amorfisesta metallista valmistamat sydämet. Metglas 2605SA1-sydänmateriaalin datalehti on esitetty liitteessä I. Materiaalista valmistetaan useita erilaisia sydämiä, mutta sovelluksen takia ainoaksi vaihtoehdoksi jäivät suuremmille tehoille tarkoitettut Powerlite-mallit. Powerlite C-sydänten datalehti on esitetty liitteessä II.

Kuristinsydänten datalehdessä on ilmoitettu jokaisen mallin A_L -arvo ilmavälin pituuden mukaan. A_L -arvo ilmoitetaan yksikössä $\mu\text{H}/\text{N}^2$, jolloin tarvittava käämikierrosluku halutun induktanssin saamiseksi saadaan yhtälöllä.

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}}. \quad (5.10)$$

Ilmavälillisen sydämen efektiivinen permeabiliteetti saadaan induktanssin yhtälön muodosta

$$\mu_e = \frac{l}{\mu_0 \cdot A_c} \cdot A_L \cdot 10^{-6}, \quad (5.11)$$

jossa l on magneettipiirin keskimääräinen pituus ja A_c sydämen poikkipinta-ala. Sydämen vuontiheys saadaan tämän jälkeen yhtälöllä

$$B = \frac{\mu_e \cdot \mu_0 \cdot N \cdot I}{l}, \quad (5.12)$$

jossa I on käämityksen läpi kulkeva virta. Sydämen A_L -arvo laskee merkittävästi tietyn arvon ylittävän magnetomotorisen voiman NI vaikutuksesta, joten yhtenä suunnittelukriteerinä joudutaan pitämään sydämen datalehdessä olevaa A_L - NI -käyrästä. Yhtälö (5.12) voidaan myös kirjoittaa yhtälön (5.11) avulla muodossa

$$B = \frac{N \cdot I}{A_c} \cdot A_L \cdot 10^{-6}, \quad (5.13)$$

josta huomataan, että A_L -arvon pieneneminen NI -tulon kasvaessa johtuu sydämen saturoitumisesta. Verrattaessa yhtälöä (5.13) liitteessä III esitettyyn sydämien A_L - NI -käyrästöön, huomataan, että esimerkiksi sydämellä AMCC-100 alkaa A_L pienentyä vuontiheyden B ollessa vain noin 40 % B_{\max} arvosta, kun ilmaväli on 0,5 mm. Suuremmalla ilmavälillä A_L säilyttää arvonsa suurempaan vuontiheyteen asti. Esimerkiksi 5 mm ilmavälillä A_L pienenee vasta vuontiheyden ollessa noin 88 % B_{\max} arvosta.

Sydänmateriaalin rautahäviöt P_{core} kasvavat merkittävästi korkeilla taajuuksilla (Metglas, 2011). Häviöiden laskemisessa huomioitiin siksi myös kytkentätaajuuden virran sekä sen harmonisten komponenttien aiheuttamat häviöt. Harmonisten virtojen osuus on kuitenkin selkeästi pienempi, joten tarkasteluun valittiin viisi kytkentätaajuuden harmonista komponenttia. Powerlite-sydänten rautahäviöiden arvioimiseen on datalehdessä esitetty yhtälö

$$P_{\text{core}} = 6,5 \cdot f^{1,51} \cdot B^{1,74}. \quad (5.14)$$

Liitteessä IV on esitetty kuvaaja rautahäviön, taajuuden sekä magneettivuon riippuvuudesta. Kun eritaajuisten virtojen osuudet on määritetty simuloimalla, voidaan yhtälön (5.13) avulla määrittää niiden synnyttämä vuontiheys. Tämän jälkeen häviöteho saadaan määritettyä yhtälöllä (5.14).

Jotta käämilangan resistanssi saadaan laskettua kytkentätaajuudella, tarvitaan ensin arvo tunkeutumissyvyydelle, joka saadaan yhtälöllä

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f_s \cdot \mu \cdot \frac{1}{\rho}}}, \quad (5.15)$$

jossa μ on kuparin permeabiliteetti ja ρ kuparin resistiivisyys. Johtimen käytettävä poikkipinta-ala saadaan tämän jälkeen yhtälöllä

$$A_{\text{cu}} = \pi(r^2 - (r - \delta)^2), \quad (5.16)$$

jossa r on johtimen säde. Johtimen pituutta varten tarvitaan arvio keskimääräisen käämikerroksen pituudesta. Lähteessä (Metglas, 2002) on esitetty Powerlite-sydämen keskimääräisen käämikerroksen laskeminen yhtälöllä

$$MLT = 2(a + 2b + d), \quad (5.17)$$

jossa a , b ja d ovat Powerlite-sydänten datalehdessä esitettyjä sydämen dimensioita. Käämilangan resistanssi saadaan siten laskettua yhtälöllä

$$R_{cu} = \frac{N \cdot MLT \cdot \rho}{A_{cu}}. \quad (5.18)$$

Käämilangan tehohäviö saadaan puolestaan laskettua yhtälöllä

$$P_{cu} = R_{cu} \cdot I. \quad (5.19)$$

Tarkastelussa huomioitiin 50 Hz:n taajuisen virtakomponentin lisäksi viisi ensimmäistä kytkentätaajuista komponenttia, jolloin kuristimen häviöistä saatiin tarkempi arvio. Häviöteho aiheuttaa sydämen lämpötilan nousemisen. Sydämen jäähtyminen tapahtuu vapaalla konvektiolla ja lämpötilaeroa ympäristön lämpötilaan voidaan arvioida valmistajan ilmoittamalla yhtälöllä

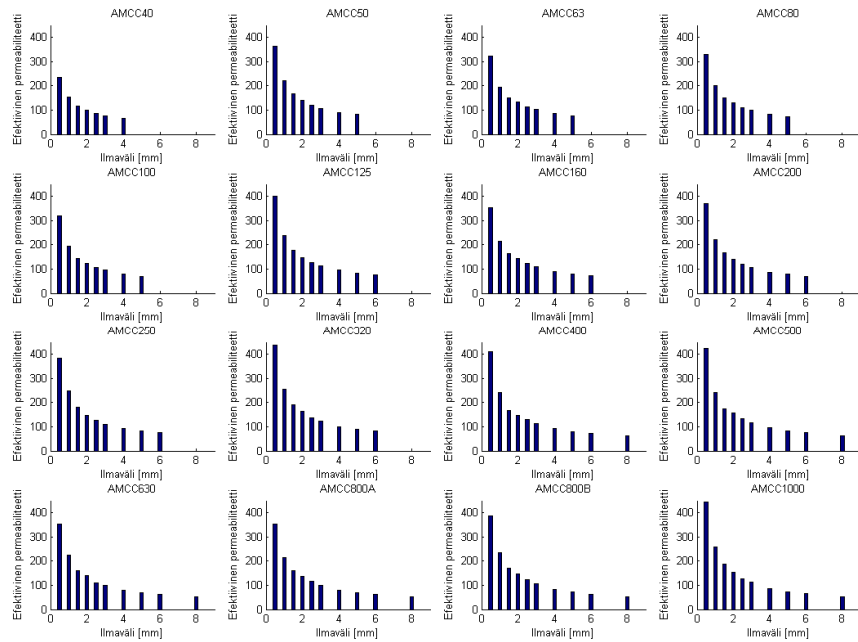
$$\Delta T = \left(\frac{P_{core} + P_{cu}}{SA} \right)^{0,833}, \quad (5.20)$$

jossa SA on sydämen pinta-ala (Metglas, 2002). SA saadaan määritettyä yhtälöllä

$$SA = 2f(b + d) + 2(b + d)(b + e) + 2f(b + e), \quad (5.21)$$

jossa b, d, e ja f ovat datalehdessä ilmoitettuja sydämen dimensioita. Yhtälön 5.20 antama tulos on todennäköisesti hyvin karkea arvio todellisesta lämpötilasta, mutta sen avulla voidaan kuitenkin määrittää, onko kuristimen lämpötila esimerkiksi noin 50, 100 vai 150 °C. Metglas ilmoittaa sydämilleen suurimmaksi toimintalämpötilaksi 150 °C (Metglas, 2011). Kuristimen toimintalämpötilan toivotaan kuitenkin asettuvan välille 50...80 °C (Peltoniemi, 2012).

Kuvassa 5.12 on esitetty yhtälön (5.11) perusteella lasketut ilmavälillisten kuristinten efektiiviset permeabiliteetit kuudelletoista Powerlite-mallille, josta nähdään, että ilmavälin kasvaessa efektiivinen permeabiliteetti pienenee merkittävästi. Powerlite-malleille ei ole ilmoitettu suhteellista permeabiliteettia μ_r , mutta jos kyseisen arvon arvioidaan olevan lähellä lähteessä (Peltoniemi, 2009) amorfiselle metallille ilmoitettua arvoa $\mu_r = 3000$, voidaan myös sanoa, että ilmavälin lisääminen pienentää permeabiliteettia huomattavasti.



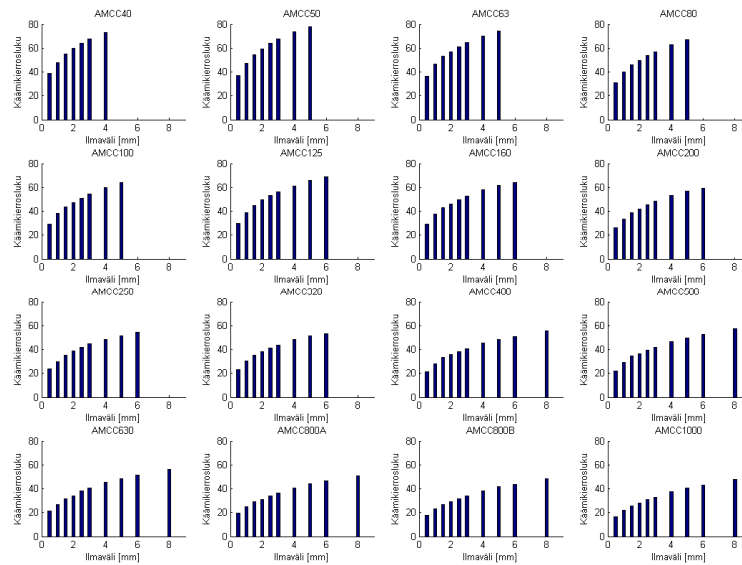
Kuva 5.12 Kuudentoista Powerlite-sydämen laskennalliset efektiiviset permeabiliteetit ilmavälin funktiona.

Jotta kuristimien parametrit vastaisivat mahdollisimman tarkasti oikeaa tilannetta, pyöristettiin aiemmin suunniteltujen suotimien kondensaattoreiden arvot lähimpään saatavilla olevaan kapasitanssin arvoon. Tämän jälkeen laskettiin uudet kuristimien induktanssin arvot säilyttäen samalla suotimien alkuperäiset rajataajuudet. Kondensaattoreiden läpi kulkeva virta määritettiin simuloimalla käyttäen kuvassa 5.3 esitettyä simulointimallia ja kondensaattorit valittiin tämän perusteella Cornell Dubilierin mallistosta ilmoitetun virtakeston perusteella (Cornell, 2010b). Virtakesto osoittautui kuitenkin rajoittavaksi tekijäksi vasta kahdella suurimmalla tarkastellulla teholuokalla, jolloin kondensaattorin läpi kulkevan kytkentätaajuuden virran osuus oli huomattavasti suurempi. Osa suotimista jouduttiin siis toteuttamaan kondensaattorien rinnankytkentänä, jolloin yhden kondensaattorin läpi kulkeva virta saatiin puolitettua. Kapasitansseille $C \leq 4,7 \mu\text{F}$ valittiin kondensaattorit 940C-mallistosta, kapasitansseille $C = 4,7 \dots 100 \mu\text{F}$ UNL-mallistosta ja kapasitansseille $C > 100 \mu\text{F}$ 944U-mallistosta. Uudet kuristimien ja kondensaattorien parametrit on esitetty LC-suotimelle liitteessä V,

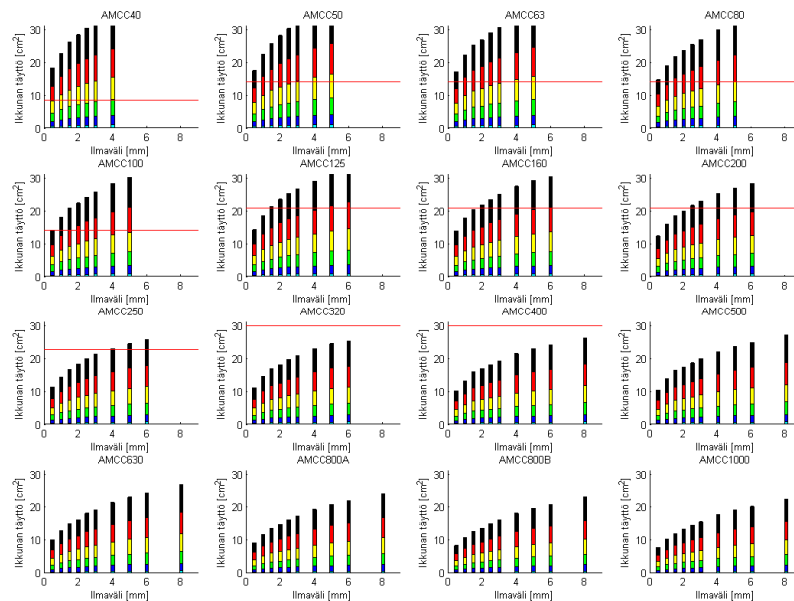
hybridisuotimelle liitteessä VI ja EMC-rajoihin suunnitellulle LC-suotimelle liitteessä VII.

Kuristimien mitoituksessa hyödynnettiin kuvassa 5.3 esitettyä simulointimallia, jonka avulla kuristimien läpi kulkevien kytkentätaajuisten virtojen suuruus saatiin määritettyä. Kuristinmallin valinta suoritettiin laskemalla yhtälöiden (5.10)...(5.21) perusteella arvot kuudelletoista Powerlite-sydämelle ja usealle erikokoiselle ilmavälille liitteissä V, VI ja VII esitetyille induktansseille. Tämän jälkeen valittiin pienin malli, joka täytti kaikki vaaditut parametrit.

Kuvissa 5.13...5.19 on esitetty kuvaajat, jotka esittävät valintaprosessia 16 A virralle suunnitellulle 862 μ H suuruiselle suotimen kuristimelle, kun kytkentätaajuutena käytettiin 5 kHz ja jännitteenä 440 VDC. Koska yhden kuristimen valinta käsitti useita kuvaajia, oli kaikkien kuristimien valintaprosessiin käytettyjen kuvaajien yhteismäärä niin suuri, ettei niitä tulla esittämään työn selkeyden säilyttämiseksi. Kuvassa 5.13 on esitetty tarvittavien käämikierroslukujen lukumäärä kaikille kuudelletoista sydänmallille ilmavälin funktiona. Kuvasta nähdään, että suurempaa sydäntä käytettäessä, on tarvittava käämikierrosluku pienempi kuin pienemmällä sydämellä. Ilmaväliä kasvatettaessa, joudutaan käämikierroslukua myös kasvattamaan, jotta haluttu induktanssi olisi sama pienempään ilmaväliin verrattuna. Kuvassa 5.14 on esitetty käämityksen käämi-ikkunasta viemä pinta-ala kaikilla kuudelletoista sydämellä ilmavälin ja käämilangan halkaisijan funktiona.



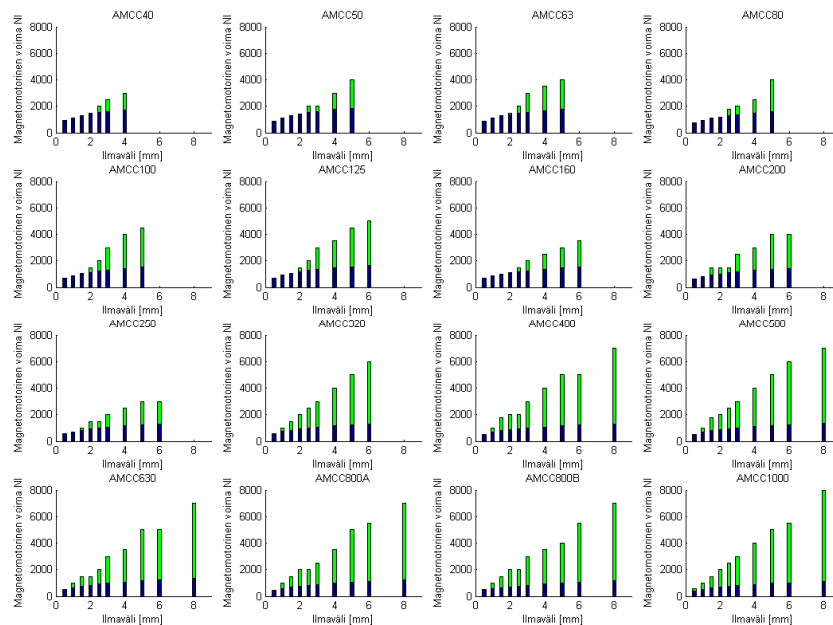
Kuva 5.13 Tarvittavat käämikiertosluvut kuudellatoista erilaisella Powerlite-sydämellä, kun haluttu induktanssi on $826 \mu\text{H}$. Ilmaväleinä 0,5, 1, 1,5 2, 2,5 3, 4, 5, 6 ja 8 mm.



Kuva 5.14 Käämityksen viemä pinta-ala sydämen käämi-ikkunasta kuudellatoista Powerlite-sydämellä, kun käämilangan paksuus on 1 (syaani), 2 (sininen), 3(vihreä), 4 (keltainen), 5 (punainen) ja 6 mm (musta). Ilmaväleinä 0,5, 1, 1,5 2, 2,5 3, 4, 5, 6 ja 8 mm. Punainen suora kuvaa pistettä, jossa käämi-ikkuna täyttyy. Langan täytekertoimelle käytettiin arvoa 0,6.

Kuvasta 5.14 nähdään, että pienimpiin sydämiin ei saada mahtumaan käämitystä 5 mm ja 6 mm langoilla. Pienimmässä mallissa joudutaan käyttämään alle 4 mm lankaa. Vastaavasti isoimpiin sydämiin käämitys saadaan mahtumaan kaikilla tarkastelluilla langan paksuuksilla. Vaikka käämitys saadaan toteutettua pienimpään malliin ohuempaa lankaa käytettäessä, saattaa langan kuparihäviö kuitenkin tulla rajoittavaksi tekijäksi.

Kuvassa 5.15 on esitetty magnetomotorinen voima kaikille kuudelletoista sydämelle ilmavälin funktiona.

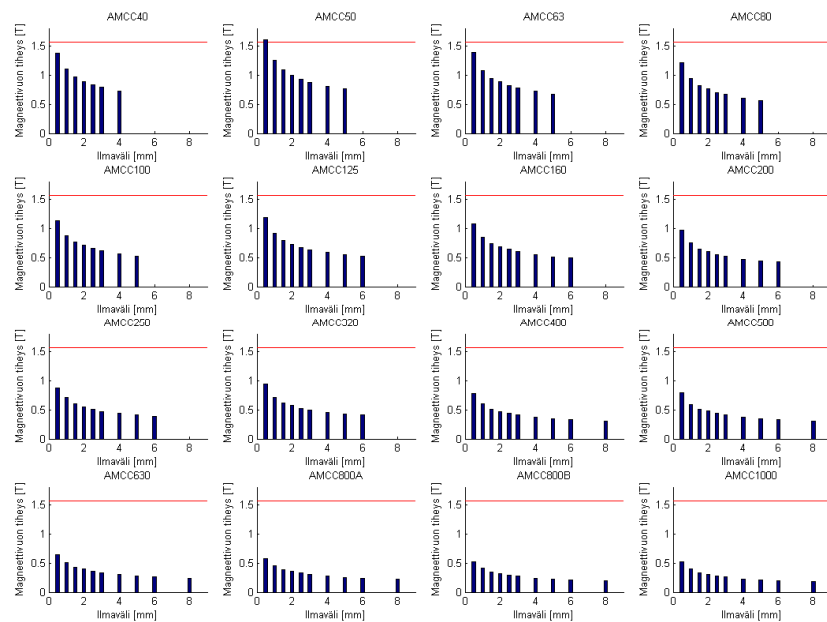


Kuva 5.15 Magnetomotorinen voima kuudelletoista Powerlite-sydämellä, kun käämikierroksina kuvassa 5.12 esitetyt arvot ja virtana 23,76 A, joka vastaa huippuarvoa 16 A nimellisellä virralla, kun virrassa huomioidaan noin 5 % suuruinen väre. Sininen pylväs kuvaa magnetomotorisen voiman arvoa ja vihreä käyrä sydämelle sallittua suurinta arvoa, jonka jälkeen kuristimen induktanssi alkaa laskea.

Kuvasta 5.15 nähdään, että pienimpiä sydämiä ei voida käyttää kuin 3 mm tai suuremmalla ilmavälillä, koska 3 mm pienemmillä ilmaväleillä sydämen magnetomotorinen voima kasvaa liian suureksi. 0,5 mm ilmavälillä kuristin

saadaan täyttämään magnetomotorisen voiman vaatimus vain suurimmalla mallilla, mutta marginaali suositellun arvon ylitykseen jää siltäkin erittäin pieneksi. Kun kuvaajissa ei näy vihreää pylvästä lainkaan, saa magnetomotorinen voima niin suuria arvoja, että sydämellä toteutetun kuristimen induktanssi alkaa laskea merkittävästi ja kuristin siirtyy halutun toiminta-alueen ulkopuolelle.

Kuvassa 5.16 on esitetty magneettivuon tiheys kuudelletoista sydämelle ilmavälin funktiona.

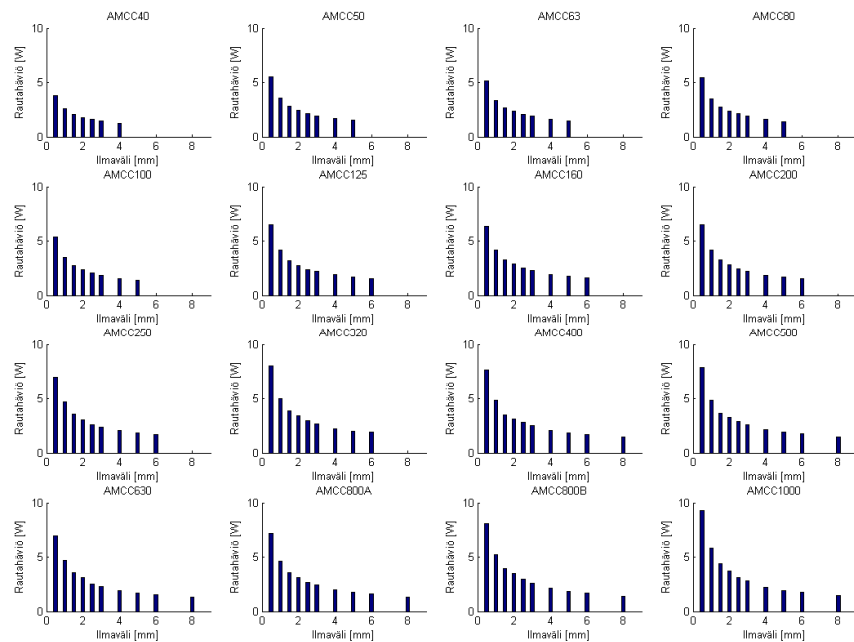


Kuva 5.16 Magnettivuon tiheydet kuudelletoista Powerlite-sydämellä erisuuruisia ilmavälejä käytettäessä, kun käämikierroksena on kuvassa 5.12 esitetyt arvot ja virtana 23,76 A, joka vastaa huippuarvoa 16 A nimellisellä virralla, kun virrassa huomioidaan noin 5 % suuruinen väre. Punainen suora kuvaa pistettä, jossa sydämen suurin sallittu vuontiheys ylittyy.

Kuvasta 5.16 nähdään, että suurin sallittu magneettivuon tiheys ylittyy vain AMCC50-mallilla, kun ilmavälinä on 0,5 mm. Vertailtaessa kuvia 5.15 ja 5.16 voidaan huomata, että magneettivuon tiheydellä ja sydämen magnetomotorisen voiman arvolla näyttäisi olevan yhteys. Kun magneettivuon tiheys on lähellä arvoa 1 T, ei kuvan 5.15 kuvaajissa näy vihreää pylvästä lainkaan, joka kertoo

siitä, että kyseisellä magnetomotorisella voimalla sydämellä toteutetun kuristimen induktanssi alkaa laskea merkittävästi sydämen kyllästymisen takia. Voidaankin siis sanoa, että magneettivuon tiheyttä tärkeämpää on tarkastella magnetomotorisen voiman arvoa, koska se näyttää tulevan rajoittavaksi tekijäksi ennen maksimaalisen sallitun magneettivuon tiheyden ylittämistä.

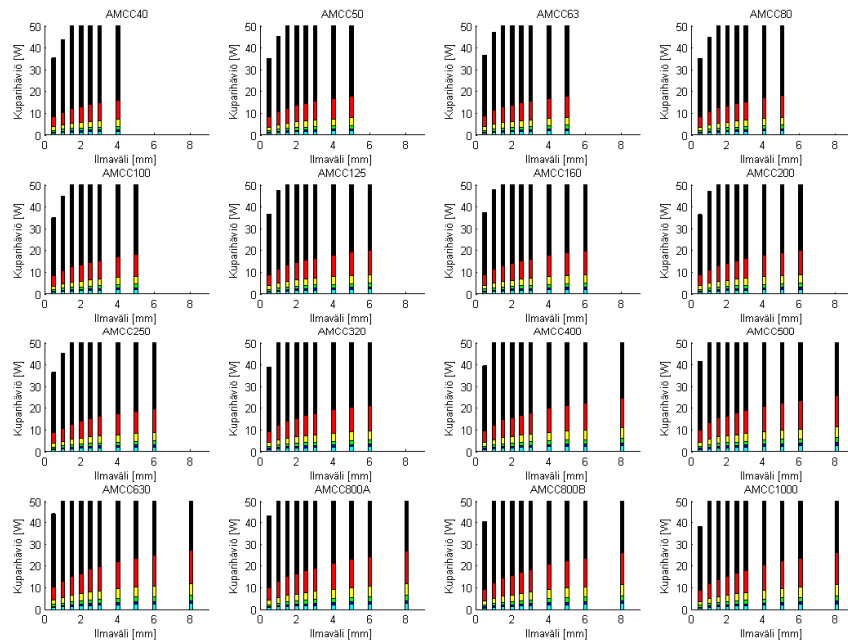
Kuvassa 5.17 on esitetty sydämille lasketut rautahäviöt ilmavälin funktiona.



Kuva 5.17 Rautahäviöt kuudellatoista Powerlite-sydämellä erisuuruisia ilmavälejä käytettäessä, kun virtana on 16 A 50 Hz:llä sekä viisi kytkentätaajuudesta aiheutuvaa harmonista virtakomponenttia taajuuksilla 10, 20, 30, 40 ja 50 kHz.

Kuvasta 5.17 nähdään, että suuremmalla sydämellä rautahäviöitä on enemmän. Suurempi sydän kykenee kuitenkin siirtämään enemmän häviötehoa ympäristöön, koska sen pinta-ala on isompi.

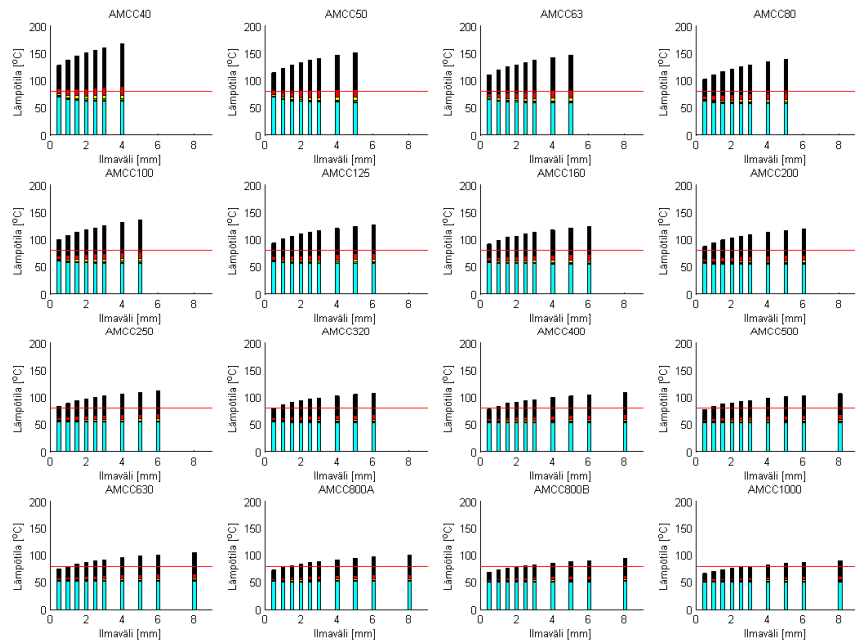
Kuvassa 5.18 on esitetty kuristimien käämityksille lasketut kuparihäviöt ilmavälin ja käämilangan halkaisijan funktiona.



Kuva 5.18

Kuparihäviöt kuudentoista Powerlite-sydämen käämityksille erisuuruisia ilmavälejä käytettäessä, kun käämikierroslukuina käytettiin kuvan 5.12 arvoja. Virtana on 16 A 50 Hz:llä sekä viisi kytkentätaajuudesta aiheutuvaa harmonista virtakomponenttia taajuuksilla 10, 20, 30, 40 ja 50 kHz. Käämilangan paksuuksina 1 (musta), 2 (punainen), 3 (keltainen), 4 (vihreä), 5 (sininen), ja 6 mm (syaani).

Kuvasta 5.18 nähdään, että 1 mm halkaisijalla olevaa käämilankaa käytettäessä kuparihäviöt nousivat huomattavasti suuremmaksi esimerkiksi 2 mm lankaan verrattuna. Virranahdon takia langasta käytettävä poikkipinta-ala jää korkeilla taajuuksilla erittäin pieneksi ohutta lankaa käytettäessä. Kuvan 5.18 pylväsdiagrammit ovat 5 kHz:n kytkentätaajuudella saatuja arvoja, joten huomattavasti suurempaa kytkentätaajuutta käytettäessä saatetaan käämikierros joutua jakamaan useampaan ohueen johtimeen. Tällöin tarkastelussa tulisi myös huomioida johtimien läheisyysvaikutus. Työn rajaamisen vuoksi tarkasteluun valittiin kuitenkin vain yhden johtimen tapaus.



Kuva 5.19

Lämpötilat kuudelletoista Powerlite-sydämelle erisuuruisia ilmavälejä käytettäessä, kun virtana on 16 A 50 Hz:llä sekä viisi kytkentätaajuudesta aiheutuvaa harmonista virtakomponenttia taajuuksilla 10, 20, 30, 40 ja 50 kHz. Ympäristön lämpötilana on käytetty arvoa 50 °C. Laskennassa huomioitu kuparihäviöt sekä rautahäviöt. Käämilangan paksuuksina 1 (musta), 2 (punainen), 3 (keltainen), 4 (vihreä), 5 (sininen), ja 6 mm (syaani). Punainen suora kuvaa 80 °C lämpötilaa.

Kuvasta 5.19 nähdään, että ohuinta 1 mm halkaisijaltaan olevaa käämilankaa käytettäessä arvioitu kuristimen lämpötila ylittää tavoitellun tason lähes kaikilla sydämillä ja ilmaväleillä. 2 mm käämilankaa käytettäessä raja ylittyy kahdella pienimmällä mallilla. Muilla sydämillä raja alitetaan myös 2 mm langalla. Laskennan epätarkkuuden vuoksi sydämillä AMCC63, AMCC80 ja AMCC100 olisi kuitenkin syytä käyttää yli 2 mm lankaa, koska niiden lämpötilat ovat hyvin lähellä 80 °C 2 mm langalla, joten todellinen lämpötila voi suurella todennäköisyydellä ylittää halutun tason. Kaikilla muilla sydämillä lämpötila näyttää pysyvän halutulla tasolla, kun käytetään vähintään 2 mm halkaisijalla olevaa käämilankaa.

Valintaprosessi suoritettiin kuvien 5.13...5.19 perusteella siten, että toimimattomat käämilangan, sydämen ja ilmavälin yhdistelmät rajattiin pois. Taulukossa 5.14 on esitetty kuvien 5.13...5.19 perusteella tehty valintaprosessi yhdelle kuristinsydämelle.

Taulukko 5.14 Kuristinsydämen, ilmavälin sekä käämilangan paksuuden valintaan käytetty valintaprosessi, kun haluttu induktanssi on 826 μH ja virta 16 A. Numero 1 kuvaa kyseisen ehdon täyttävää yhdistelmää. Punainen väri kuvaa hylättyä yhdistelmää ja vihreä kaikki asetetut ehdot täyttävää yhdistelmää.

826 μH / 16 A	AMCC50							
Ilmaväli [mm]	0,5	1	1,5	2	2,5	3	4	5
<i>NI</i>					1	1	1	1
Ikkunan täyttö 1 mm langalla					1	1	1	1
Ikkunan täyttö 2 mm langalla					1	1	1	1
Ikkunan täyttö 3 mm langalla					1	1	1	1
Ikkunan täyttö 4 mm langalla								
Ikkunan täyttö 5 mm langalla								
Ikkunan täyttö 6 mm langalla								
Lämpötila 1 mm langalla								
Lämpötila 2 mm langalla								
Lämpötila 3 mm langalla					1	1	1	1
Lämpötila 4 mm langalla								
Lämpötila 5 mm langalla								
Lämpötila 6 mm langalla								

Rajaus aloitettiin kuvan 5.15 magnetomotorisen voiman kuvaajista, joista toimimattomat yhdistelmät voitiin havaita vihreiden pylväsdiagrammien puuttumisena. Kyseiset sydämen ja ilmavälin yhdistelmät voitiin siis rajata pois tarkastelusta. Tämän jälkeen tarkasteltiin kuvan 5.14 käämi-ikkunan täyttöä. Kun tietyn paksuisen käämilangan vaatima pinta-ala ikkunasta ylitti ikkunan pinta-alan tai se oli hyvin lähellä sitä, voitiin kyseiset sydämen, ilmavälin ja käämilangan paksuuden yhdistelmät rajata pois. Viimeiseksi tarkasteltiin jäljelle jääneistä sydämen, käämilangan paksuuden ja ilmavälin yhdistelmistä kuvassa 5.19 esitettyjä laskennallisia lämpötiloja, jotka oli määritetty kuvissa 5.17 ja 5.18 esitettyjen häviötehojen ja yhtälön (5.20) avulla. Taulukosta 5.14 voidaan huomata, että ainoa mahdollinen käämilangan paksuus kyseisellä sydämellä on 3 mm lanka, mutta ilmavälinä voidaan käyttää arvoja 2,5...5 mm väliltä. Kyseisillä parametreilla kuristin täyttää kaikki sille asetetut vaatimukset.

Taulukossa 5.15 on esitetty edellä mainituilla menetelmillä LC-suotimelle valitut kuristimet, ilmavälit sekä käämilangan paksuudet erilaisille teholuokille.

Taulukko 5.15 LC-suotimelle valitut kuristimien mallit, ilmavälit sekä käämilangan halkaisijat

3,68 kVA	16 A				
f_{sw} [kHz]	L [μ H]	kuristimen malli	ilmaväli [mm]	langan halkaisija [mm]	C [μ F]
5	826,0	AMCC50	3,0	3,0	4,7
10	487,4	AMCC40	2,5	3,0	2,0
15	289,3	AMCC40	2,0	4,0	1,5
20	244,9	AMCC40	2,0	4,0	1,0
25	229,8	AMCC40	2,0	4,0	0,68
50	84,9	AMCC63	3,0	4,0	0,47
100	48,7	AMCC80	4,0	4,0	0,22
6 kVA	26,09 A				
f_{sw} [kHz]	L [μ H]	kuristimen malli	ilmaväli [mm]	langan halkaisija [mm]	C [μ F]
5	517,4	AMCC63	4,0	4,0	7,5
10	295,0	AMCC50	3,0	4,0	3,3
15	217,6	AMCC50	3,0	5,0	2,0
20	162,8	AMCC50	3,0	5,0	1,5
25	104,0	AMCC63	4,0	5,0	1,5
50	59,1	AMCC80	3,0	4,0	0,68
100	32,7	AMCC80	4,0	5,0	0,33
16,67 kVA	72,46 A				
f_{sw} [kHz]	L [μ H]	kuristimen malli	ilmaväli [mm]	langan halkaisija [mm]	C [μ F]
5	193,9	AMCC320	4,0	6,0	20
10	103,7	AMCC160	5,0	6,0	9,4
15	65,6	AMCC160	5,0	6,0	6,6
20	52,1	AMCC160	5,0	6,0	4,7
25	47,3	AMCC160	4,0	6,0	3,3
50	20,0	AMCC200	5,0	6,0	2,0
100	11,5	AMCC250	4,0	6,0	0,94
33,33 kVA	144,93 A				
f_{sw} [kHz]	L [μ H]	kuristimen malli	ilmaväli [mm]	langan halkaisija [mm]	C [μ F]
5	118,1	AMCC400	5,0	6x4,0	33
10	48,6	AMCC320	4,0	6x4,0	20
15	44,3	AMCC320	4,0	6x4,0	9,8
20	25,0	AMCC250	4,0	6x4,0	9,8
25	23,6	AMCC250	4,0	6x4,0	6,6
50	10,0	AMCC400	3,0	6x4,0	4,0
100	3,6	AMCC500	6,0	6x4,0	3,0

Taulukosta 5.15 nähdään, että kuristinsydämistä ei voidakaan valita pienempää mallia aina kytkentätaajuuden kasvaessa, vaan esimerkiksi hyppäys 25 kHz kytkentätaajuudesta 50 kHz kytkentätaajuuteen johtaakin suuremman mallin valintaan. Tämä johtuu sydänmateriaalin kasvaneista rautahäviöistä, jolloin pienempi sydän ei yhtälön (5.20) perusteella jaksa siirtää tarpeeksi hukkalämpöä ympäristöön. Samaa sydäntä käytettäessä rautahäviöt näyttivät kaksinkertaistuvan, kun suodin suunniteltiin 25 kHz sijaan 50 kHz kytkentätaajuudelle. Kuparihäviöt puolestaan pienenevät, mutta rautahäviöiden kasvu oli kuitenkin merkittävämpi.

Taulukossa 5.16 on esitetty hybridisuotimelle valitut sarja- ja rinnakkaiskuristimet sekä ilmavälit ja käämilangan paksuudet erilaisille teholuokille.

Taulukko 5.16 Hybridisuotimelle valitut kuristimien mallit, ilmavälit sekä käämilangan halkaisijat

3,68 kVA	16 A								
f_{sw} [kHz]	L_1 [μ H]	kuristimen malli	ilmaväli [mm]	langan halkaisija [mm]	L_2 [μ H]	kuristimen malli	ilmaväli [mm]	langan halkaisija [mm]	C [μ F]
5	323	AMCC40	2,0	3,0	53,9	AMCC16B	1,5	3,0	4,7
10	190	AMCC40	2,0	3,0	31,7	AMCC16B	1,5	3,0	2,0
15	112	AMCC40	3,0	4,0	18,8	AMCC16B	1,5	3,0	1,5
20	94,7	AMCC50	4,0	4,0	15,8	AMCC16B	1,5	3,0	1,0
25	88,9	AMCC50	4,0	4,0	14,9	AMCC16B	1,5	3,0	0,68
50	31,3	AMCC80	4,0	3,0	5,39	AMCC16B	2,5	3,0	0,47
100	14,3	AMCC125	5,0	4,0	2,88	AMCC32	4,0	3,0	0,22
6 kVA	26,09 A								
f_{sw} [kHz]	L_1 [μ H]	kuristimen malli	ilmaväli [mm]	langan halkaisija [mm]	L_2 [μ H]	kuristimen malli	ilmaväli [mm]	langan halkaisija [mm]	C [μ F]
5	203	AMCC50	3,0	5,0	33,8	AMCC16B	1,5	3,0	7,5
10	115	AMCC50	4,0	5,0	19,2	AMCC16B	1,5	3,0	3,3
15	84,5	AMCC63	4,0	5,0	14,1	AMCC16B	1,5	3,0	2,0
20	63,3	AMCC63	4,0	5,0	10,6	AMCC16B	1,5	3,0	1,5
25	40,3	AMCC80	4,0	5,0	6,75	AMCC16B	2,0	4,0	1,5
50	20,6	AMCC125	5,0	4,0	3,73	AMCC32	2,5	3,0	0,68
100	9,49	AMCC200	5,0	5,0	1,92	AMCC50	5,0	3,0	0,33
16,67 kVA	72,46 A								
f_{sw} [kHz]	L_1 [μ H]	kuristimen malli	ilmaväli [mm]	langan halkaisija [mm]	L_2 [μ H]	kuristimen malli	ilmaväli [mm]	langan halkaisija [mm]	C [μ F]
5	76,2	AMCC200	4,0	6,0	12,7	AMCC16B	2,5	4,0	20
10	40,2	AMCC200	4,0	6,0	6,74	AMCC16B	2,0	3,0	9,4
15	25,5	AMCC200	4,0	6,0	4,26	AMCC32	2,5	6,0	6,6
20	20,1	AMCC200	4,0	6,0	3,37	AMCC32	4,0	5,0	4,7
25	18,4	AMCC200	4,0	6,0	3,07	AMCC40	3,0	4,0	3,3
50	7,33	AMCC400	4,0	5,0	1,27	AMCC80	2,5	3,0	2,0
100	3,30	AMCC500	5,0	6,0	0,67	AMCC125	4,0	5,0	0,94
33,33 kVA	144,93 A								
f_{sw} [kHz]	L_1 [μ H]	kuristimen malli	ilmaväli [mm]	langan halkaisija [mm]	L_2 [μ H]	kuristimen malli	ilmaväli [mm]	langan halkaisija [mm]	C [μ F]
5	45,8	AMCC320	4	6X4,0	7,68	AMCC25	3,0	6,0	33
10	18,9	AMCC320	4	6X4,0	3,17	AMCC50	4,0	6,0	20
15	17,2	AMCC320	5	6X4,0	2,87	AMCC50	4,0	5,0	9,8
20	9,7	AMCC400	3	6X4,0	1,62	AMCC80	2,5	4,0	9,8
25	9,17	AMCC400	4	6X4,0	1,54	AMCC63	4,0	5,0	6,6
50	3,69	AMCC630	5	6X4,0	0,63	AMCC125	4,0	5,0	4,0
100	1,04	AMCC800B	5	6X4,0	0,21	AMCC400	3,0	5,0	3,0

Kuten LC-suotimen tapauksessa, myös hybridisuotimella jouduttiin valitsemaan suurempi sydän tietyn pisteen jälkeen kytkentätaajuuden kasvaessa. Teholuokilla 6 kVA ja 33,33 kVA kuristimen L_1 sydäntä jouduttiin kasvattamaan jo aiemmin. Vastaavasti kuristimen L_2 sydäntä jouduttiin 33,33 kVA teholuokalla kasvattamaan jo suunniteltaessa kuristin 5 kHz kytkentätaajuuden sijaan 10 kHz kytkentätaajuudelle.

Taulukossa 5.17 on esitetty EMC-rajoihin suunnitellulle LC-suotimelle valitut kuristimet sekä ilmavälit ja käämilangan paksuudet.

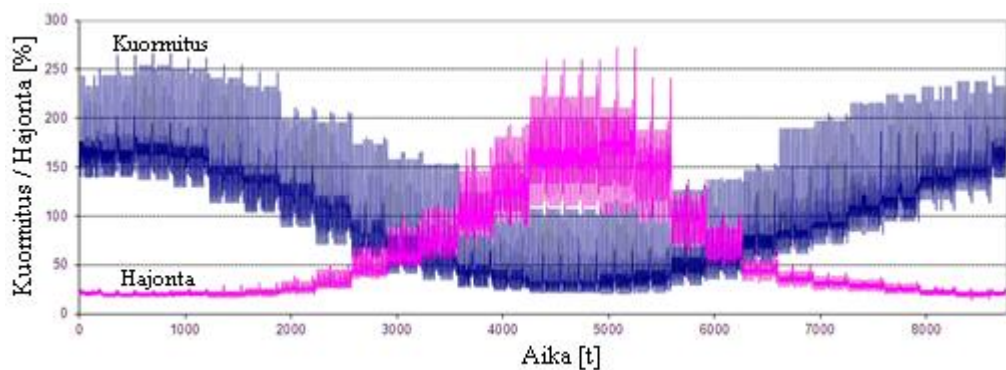
Taulukko 5.17 EMC-LC -suotimelle valitut kuristimien mallit, ilmavälit sekä käämilangan halkaisijat

3,68 kVA	16 A				
f_{sw} [kHz]	L [μ H]	kuristimen malli	ilmaväli [mm]	langan halkaisija [mm]	C [μ F]
5	1688	AMCC50	4,0	3,0	10
10	1187	AMCC50	4,0	3,0	4,7
15	1503	AMCC50	4,0	3,0	7,5
20	1603	AMCC50	4,0	3,0	10
25	2348	AMCC100	4,0	3,0	13,5
50	2698	AMCC100	3,0	3,0	13,5
100	-	-	-	-	-
6 kVA	26,09 A				
f_{sw} [kHz]	L [μ H]	kuristimen malli	ilmaväli [mm]	langan halkaisija [mm]	C [μ F]
5	1250	AMCC125	5,0	4,0	13,5
10	738	AMCC100	4,0	4,0	7,5
15	1123	AMCC125	5,0	4,0	10
20	1193	AMCC125	5,0	4,0	13,5
25	1586	AMCC125	5,0	4,0	20
50	1817	AMCC200	5,0	4,0	20
100	-	-	-	-	-
16,67 kVA	72,46 A				
f_{sw} [kHz]	L [μ H]	kuristimen malli	ilmaväli [mm]	langan halkaisija [mm]	C [μ F]
5	418	AMCC400	5,0	6,0	40
10	220	AMCC320	5,0	6,0	25
15	379	AMCC320	5,0	6,0	30
20	398	AMCC400	5,0	6,0	40
25	633	AMCC800B	6,0	6,0	50
50	724	AMCC800B	6,0	6,0	50
100	-	-	-	-	-
33,33 kVA	144,93 A				
f_{sw} [kHz]	L [μ H]	kuristimen malli	ilmaväli [mm]	langan halkaisija [mm]	C [μ F]
5	209	AMCC800A	8,0	6X4,0	80
10	110	AMCC400	6,0	6X4,0	50
15	141	AMCC400	5,0	6X4,0	80
20	200	AMCC800A	6,0	6X4,0	80
25	317	AMCC1000	8,0	6X4,0	100
50	363	AMCC1000	8,0	6X4,0	100
100	-	-	-	-	-

Kuten taulukosta 5.17 voidaan huomata, jouduttiin EMC-raja-arvoille suunnitellulle LC-suotimelle valitsemaan suurempi sydän jokaisessa tapauksessa 5 % THD:lle suunniteltuihin suotimiin verrattaessa. Tämä johtui suotimen huomattavasti suuremmasta induktanssista, joka vaadittiin asetettujen lähtöjännitteen raja-arvojen täyttämiseen. Myös suotimen kondensaattoreiden arvot ovat huomattavasti suuremmat. Suotimen kuristimesta ei kuitenkaan kulje juuri lainkaan kytkentätaajuista virtaa läpi, joten sen rautahäviöt saattavat osoittautua kahta muuta suodinta pienemmäksi. Taulukoita 5.15...5.17 vertaamalla ei siis voida tehdä johtopäätöksiä suotimien lopullisista kustannuksista, vaikka niistä nähdäänkin se, että EMC-rajoihin suunnitellun LC-suotimen investointikustannukset ovat suuremmat kahteen muuhun suotimeen verrattuna suurempien kuristinsydänten ja suurempien kapasitanssien johdosta.

6. Järjestelmän häviöt ja kustannukset

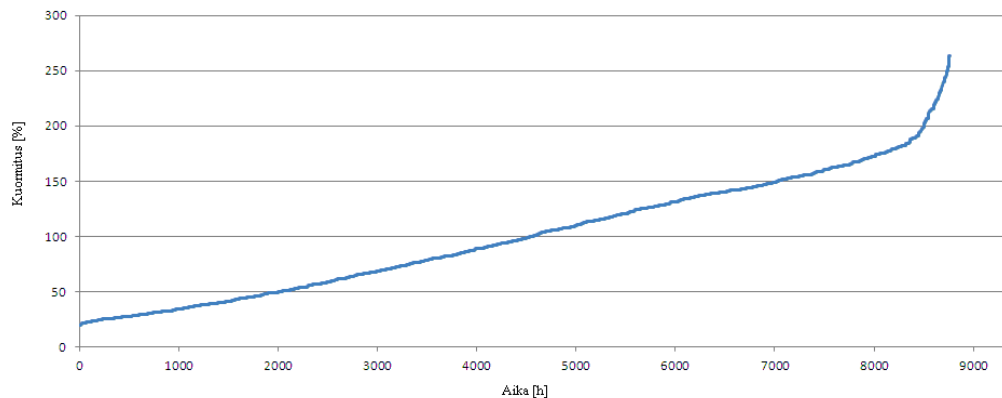
Järjestelmän kustannuksia arvioitiin investointikustannusten ja häviökustannusten osalta. Investointikustannuksia tarkasteltiin vaihtosuuntaussillan sekä lähtöjännitteen suotimen osalta. Häviökustannukset laskettiin vuoden pituiselta jaksolta käyttäen tarkasteltavana kohteena sähkölämmitteistä ja 300 litran suuruisella käyttövesivaraajalla varustettua omakotitaloa, jonka vuosittainen sähkönkulutus on 20000 kWh. Kohteen keskituntiteho on tällöin 2,283 kW. Kuvassa 6.1 on esitetty SLY:n ilmoittama kuormituskäyrä kohteelle vuoden pituiselta jaksolta.



Kuva 6.1 Suoralla sähkölämmityksellä ja 300 litran lämminvesivaraajalla varustetun omakotitalon kuormituskäyrä, jossa sininen käyrä kuvaa kuormituksen keskiarvoa ja magenta käyrä hajontaa kullakin tunnilla.

Kuvasta 6.1 nähdään, että talviaikaan kuormitus on suurimmillaan ja vastaavasti kesällä pienimmillään. Hajonta kuvaa käyrän luotettavuutta. Koska talvella hajonta on pieni, voidaan käyrää pitää hyvin luotettavana. Hajonta on kuitenkin kesällä erittäin suuri, joten kesäajan kuormituskäyrän luotettavuus ei ole niin hyvä.

Kuvassa 6.2 on esitetty kuvan 6.1 käyrä siten, että kuormituksen arvot on järjestelty pienimmästä suurimpaan, jolloin kuormituksen jakautuminen suuruusluokittain on helpommin nähtävissä.



Kuva 6.2 Suoralla sähkölämmityksellä ja 300 litran lämminvesivaraajalla varustetun omakotitalon kuormituskäyrä, jossa kuormituksen arvot on esitetty pienimmästä suurimpaan järjesteltynä.

Kuvasta 6.2 nähdään, että huipputehon käyttöaika on ajallisesti hyvin lyhyt ollen noin 300 tuntia vuoden aikana. Kuormitus on alle keskituntitehon 4555 tuntia ja yli keskituntitehon 4205 tuntia. Kuormitus on siis alle keskituntitehon noin 52 % ajasta.

Jotta kustannuksia voitiin vertailla, määritettiin kullekin vaihtosuuntaajan kombinaatiolle häviöenergiat asiakasta kohti vuoden ajalle kuvan 6.1 kuormituskäyrän perusteella. Tehon oletettiin jakautuvan tasaisesti kaikkien kolmen vaiheen välille, jolloin kulutettu energia saatiin laskettua määrittämällä yhden vaiheen kuluttama häviöenergia ja kertomalla saatu tulos kolmella. Teholuokkien 50 kVA ja 100 kVA tapauksessa vaihtosuuntaajaan on kytkettynä useampi asiakas. 50 kVA tapauksessa kolme asiakasta ja 100 kVA tapauksessa kuusi asiakasta. Asiakasta kohti kuluva häviöenergia saatiin tällöin jakamalla vuosittainen kokonaishäviöenergia asiakkaiden lukumäärällä.

Pitkäaikaisten kulujen määrittämisessä jouduttiin huomioimaan myös rahan arvon muuttuminen. Pitkäaikainen kulu saadaan laskettua määrittämällä nykyarvo yhtälöllä

$$NA = C \cdot \frac{1 - (1 + i)^{-n}}{i}, \quad (6.1)$$

jossa C on vuotuinen kulu, n vuosien lukumäärä ja i laskentakorkoprosentti. Koska vaihtosuuntaajan elinkaarena voidaan pitää noin kymmentä vuotta, käytettiin laskennassa arvoa $n = 10$. Laskentakorkoprosenttina käytettiin arvoa $i = 0,05$ (EMV, 2012). Sähkön hintana käytettiin arvoa 4,95 snt kilowattitunnilta (Energianet, 2012).

6.1 Vaihtosuuntaussilta

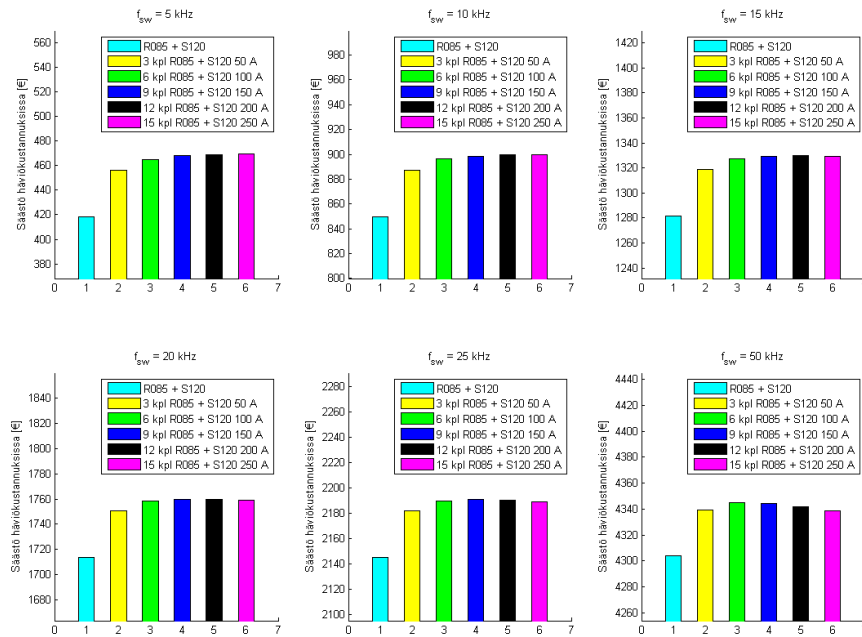
Kustannusvertailuun valittiin aiemmassa hyötysuhdevertailussa parhaimmiksi osoittautuneet komponentit kustakin kolmesta transistoritopologiasta. Vertailtavat komponentit on esitetty taulukossa 6.1.

Taulukko 6.1 Kustannusvertailussa käytetyt kytkinkomponentit

Tyyppi	Malli	Virtakesto min. [A]
IGBT	SKM100GB12V	100
	SKM300GB12V	250
JFET	SJDP120R085	17, 50, 100, 150, 200, 250
MOSFET	IXFN36N100	23, 50, 100, 150, 200, 250

MOSFET:in ja JFET:in vertailu tehtiin myös usealla erilaisella rinnankytkennällä halutun minimivirtakeston saavuttamiseksi. Tarvittavien rinnankytkentöjen määrä on esitetty taulukossa 4.3. JFET:in ja MOSFET:in tapauksessa rinnakkaisena diodina käytettiin Semisouthin valmistamaa SDP30S120-piikarbididiodia. Rinnankytkennöissä diodeja oletettiin olevan sama määrä kuin transistoreja.

Vertailukohtana käytettiin SKM300GB12V-moduulia, jonka käyttökustannukset olivat joukon suurimmat. Tämän lisäksi vertailu tehtiin myös SKM100GB12V-moduuliin, joka on SKM300GB12V-moduulia pienemmän virtakeston IGBT. Komponenttikohtainen säästö määritettiin ensin vuoden pituiselle jaksolle, jonka jälkeen säästö kymmenen vuoden pituiselle jaksolle saatiin yhtälön (6.1) avulla. Kuvassa 6.3 on esitetty säästö kymmenen vuoden pituiselle jaksolle SJDP120R085-transistoreita ja SDP30S120-diodeja käytettäessä, kun kytkentäaajuutena käytettiin 5, 10, 15, 20, 25 ja 50 kHz.

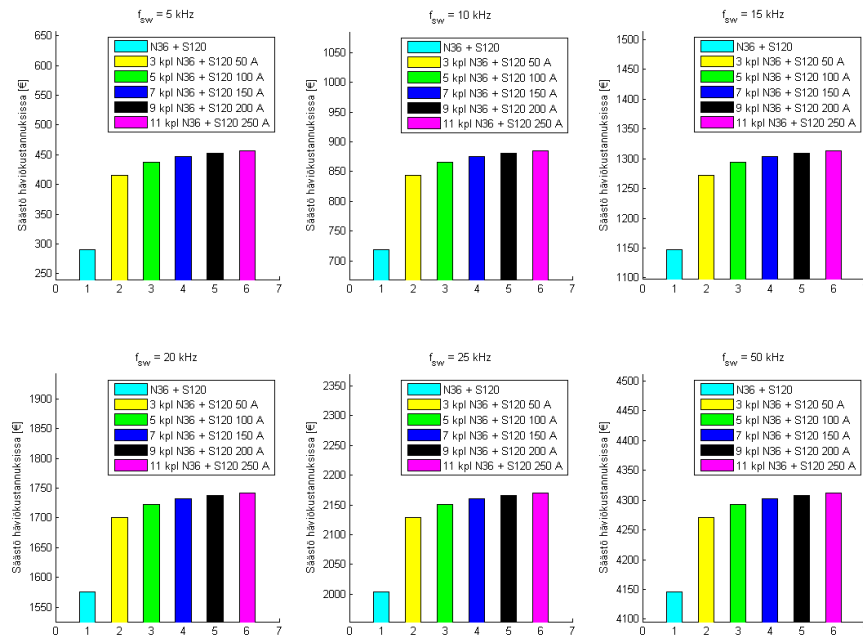


Kuva 6.3

Kymmenen vuoden pituiselle jaksolle laskettu säästö SJDP120R085 JFET-transistoreja ja SDP30S120-diodeja käytettäessä, kun vertailukohtana on SKM300GB12V IGBT-moduuli. Kytentäaajuuksina 5, 10, 15, 20, 25 ja 50 kHz.

Kuvasta 6.3 nähdään, että piikarbidikomponenteilla on mahdollista saavuttaa merkittävää säästöä häviötehosta johtuvissa kustannuksissa erityisesti kytentäaajuutta kasvatettaessa. Verrattaessa saatavia säästöjä taulukoissa 4.2 ja 4.3 esitettyihin komponenteista johtuviin investointikuluihin, voidaan kuitenkin todeta, että investointikustannukset ovat saatavia säästöjä huomattavasti suuremmat. Yli kuuden komponentit rinnankytkentä ei myöskään näytä tuovan lisähyötyä häviökustannuksiin, joten suuremman määrän rinnankytkennällä saatava hyöty tulee vain suuremman virtakeston muodossa. 50 kHz kytentäaajuudella yli yhdeksän komponentit rinnankytkentä näyttää lisäksi huonontavan hyötysuhdetta, mutta vaikutus häviökustannuksiin on hyvin pieni.

Kuvassa 6.4 on esitetty säästö kymmenen vuoden pituiselle jaksolle IXFN36N100-transistoreita ja SDP30S120-diodeja käytettäessä, kun kytkentätaajuutena käytettiin 5, 10, 15, 20, 25 ja 50 kHz.

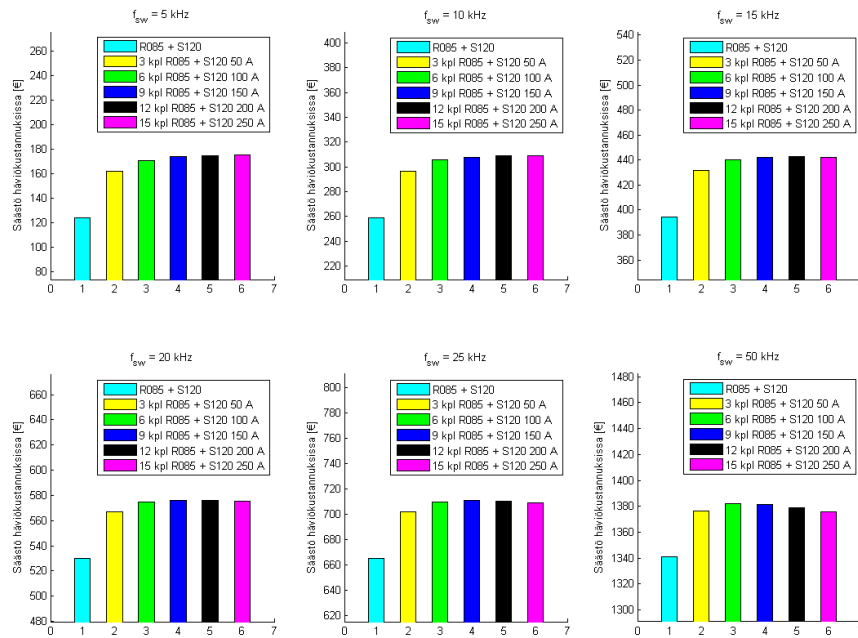


Kuva 6.4 Kymmenen vuoden pituiselle jaksolle laskettu säästö IXFN36N100 MOSFET-transistoreja ja SDP30S120-diodeja käytettäessä, kun vertailukohtana on SKM300GB12V IGBT-moduuli. Kytkentätaajuuksina 5, 10, 15, 20, 25 ja 50 kHz.

Kuvasta 6.4 nähdään, että myös MOSFET-transistoreita käytettäessä on mahdollista saavuttaa merkittävää säästöä häviökustannuksissa. Vertailtaessa saatavia säästöjä taulukoissa 4.2 ja 4.3 esitettyihin investointikustannuksiin, voidaan kuitenkin todeta sama kuin JFET:in tapauksessa eli vaadittavat investointikustannukset ovat tällä hetkellä suuremmat kuin saavutettava säästö häviökustannuksissa.

Koska JFET- ja MOSFET-transistoreja tarkasteltiin myös alle 250 A virtakeston rinnankytkentöinä, tehtiin vertailu myös alle 250 A ampeerin virtakeston IGBT-moduliin. Kuvassa 6.5 on esitetty säästö kymmenen vuoden pituiselle jaksolle SJDP120R08-transistoreita ja SDP30S120-diodeja käytettäessä, kun

kytkentäaajuutena käytettiin 5, 10, 15, 20, 25 ja 50 kHz sekä vertailukohtana 100 A virtakeston SKM100GB12V IGBT-moduulia.

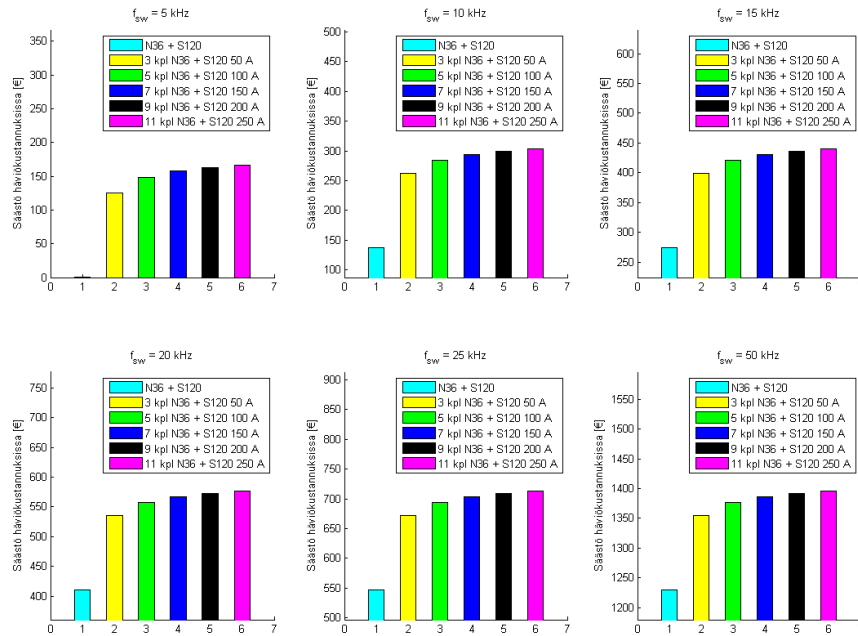


Kuva 6.5 Kymmenen vuoden pituiselle jaksolle laskettu säästö SJDP120R085 JFET-transistoria ja SDP30S120-diodeja käytettäessä, kun vertailukohtana on SKM100GB12V IGBT-moduuli. KytKentäaajuuksina 5, 10, 15, 20, 25 ja 50 kHz.

Kuvasta 6.5 nähdään, että kun vertailukohtana käytetäänkin 100 A virtakeston IGBT:tä, ei JFET:in käytöllä saavuteta yhtä suuria säästöjä, koska pienemmän virtakeston IGBT toimii suuremman virtakeston IGBT:tä paremmalla hyötysuhteella pienellä kuormituksella. Verrattaessa kuvan 6.5 tuloksia taulukoissa 4.2 ja 4.3 esitettyihin transistorien hintoihin vaikuttaakin siis siltä, että pienempää virtakestoa vaadittaessa on työssä tarkasteltuun sovellukseen ainakin tällä hetkellä kannattavampaa valita IGBT pienemmällä virtakestolla kuin siirtyä käyttämään JFET:jä.

Kuvassa 6.6 on esitetty säästö kymmenen vuoden pituiselle jaksolle IXFN36N100-transistoreita ja SDP30S120-diodeja käytettäessä, kun

kytkentätaajuutena käytettiin 5, 10, 15, 20, 25, ja 50 kHz sekä vertailukohtana 100 A virtakeston SKM100GB12V IGBT-moduulia.



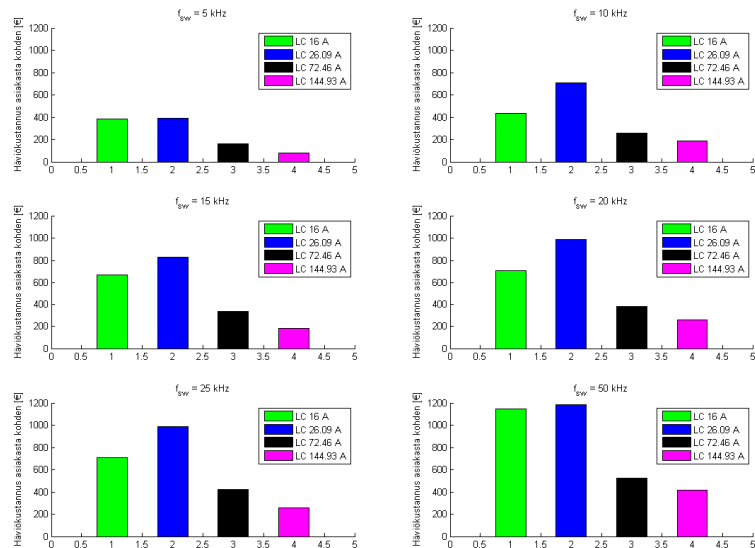
Kuva 6.6 Kymmenen vuoden pituiselle jaksolle laskettu säästö IXFN36N100 MOSFET-transistoreja ja SDP30S120-diodeja käytettäessä, kun vertailukohtana on SKM100GB12V IGBT-moduuli. KytKentätaajuuksina 5, 10, 15, 20, 25 ja 50 kHz.

Kuvasta 6.6 nähdään, että kuten JFET:in tapauksessa ei myöskään MOSFET:lla saavuteta yhtä suuria säästöjä, kun vertailukohtana käytetään SKM100 IGBT-moduulia SKM300-moduulin sijaan. Tulosten perusteella myöskään MOSFET:it eivät tule kannattavammaksi IGBT:hen nähden, jos virtakestolta vaaditaan vain 50 tai 100 A.

6.2 Lähtöjännitteen suodin

Suotimien häviökustannukset määritettiin myös kymmenen vuoden pituiselle jaksolle. Häviölaskuihin huomioitiin suotimen kuristimien kupari- sekä rautahäviöt. 16 ja 26,09 A nimelliselle virralle suunniteltujen suotimien perään

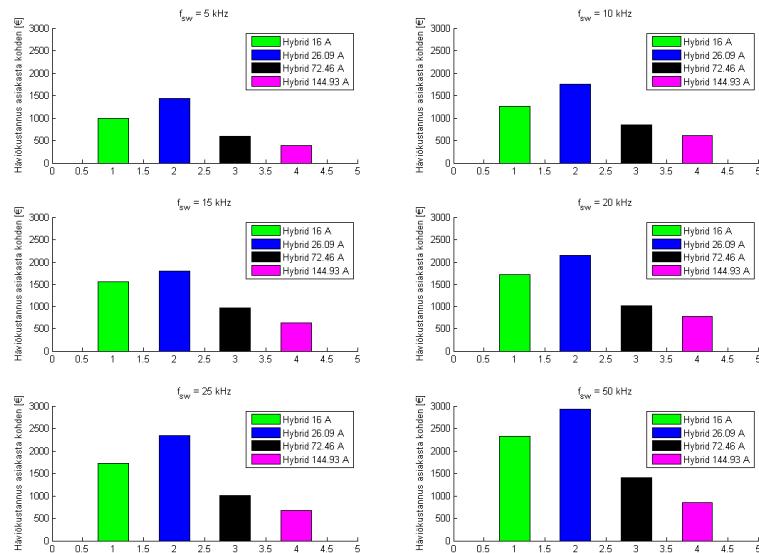
oletettiin kytkeytyvän yksi asiakas, 72,46 A perään kolme asiakasta ja 144,93 A perään kuusi asiakasta. Kustannukset määritettiin kolmelle vaiheelle yhtä asiakasta kohden. Kuvassa 6.7 on esitetty 5 % THD:lle suunniteltujen LC-suotimien kuristimista aiheutuvat häviökustannukset kymmenen vuoden pituisella jaksolla, kun suotimien parametreina on taulukossa 5.15 esitetyt arvot.



Kuva 6.7 LC-suotimen häviökustannukset kymmenen vuoden pituisella jaksolla asiakasta kohden, kun suotimet on suunniteltu teholuokille 16, 26,09, 72,46 ja 144,93 A sekä kytkentätaajuuksille 5, 10, 15, 20, 25 ja 50 kHz.

Kuvasta 6.7 nähdään, että LC-suotimien häviökustannukset kasvavat, kun suodin suunnitellaan korkeammalle kytkentätaajuudelle. Pienimmät häviökustannukset saavutetaan 5 kHz kytkentätaajuudella, joka on tarkastelun pienin kytkentätaajuus. Tarkasteltaessa teholuokkia 16 ja 26,09 A huomataan, että suunniteltaessa suotimet suurempaan teholuokkaan, ovat häviökustannukset suuremmat. Kyseisiin teholuokkiin kytkeytyy vain yksi asiakas. Teholuokilla 72,46 ja 144,93 A häviökustannukset ovat kuitenkin pienemmät, mutta niiden perään kytkeytyy useampi asiakas, jolloin suotimen häviökustannus jakautuu asiakkaiden kesken. 5 % THD:lle suunniteltuja LC-suotimia tarkasteltaessa näyttää siis siltä, että pienimmät häviökustannukset saavutetaan pienellä kytkentätaajuudella ja suurella teholuokalla, jolloin yhteen kolmivaiheiseen vaihtosuuntaajaan kytkeytyy useampi asiakas.

Kuvassa 6.8 on esitetty häviökustannukset kymmenen vuoden pituisella jaksolla 5 % THD:lle suunniteltua hybridisuodinta käytettäessä. Suotimien parametrit on esitetty taulukossa 5.16. Kustannuksissa on huomioitu suotimen molempien kuristimien aiheuttamat häviöt.

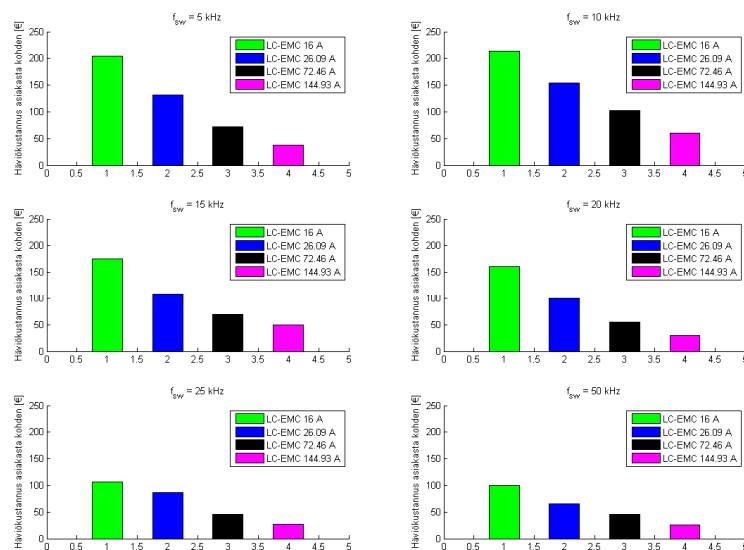


Kuva 6.8 Hybridisuotimen häviökustannukset kymmenen vuoden pituisella jaksolla asiakasta kohden, kun suotimet on suunniteltu teholuokille 16, 26,09, 72,46 ja 144,93 A sekä kytkentätaajuuksille 5, 10, 15, 20, 25 ja 50 kHz.

Kuvasta 6.8 nähdään, että myös 5 % THD:lle suunnitellun hybridisuotimen häviökustannukset kasvavat, kun suodin on suunniteltu korkeammalle kytkentätaajuudelle. Pienimmät häviökustannukset näytetään saavuttavan 144,93 A teholuokalla ja 5 kHz kytkentätaajuudella, kuten LC-suotimen tapauksessa. Hybridisuotimella näyttää kuitenkin olevan huomattavasti suuremmat häviökustannukset jokaisessa tapauksessa LC-suotimeen verrattuna. Tämä johtuu todennäköisesti siitä, että hybridisuotimen sarjakuristimen induktanssi on huomattavasti pienempi, jolloin kuristimesta kulkee suurempi kytkentätaajuinen virta. Yhtälön (5.10) mukaisesti kuristimen induktanssi on neliöllisesti verrannollinen käämikierroslukuun, jolloin samaa sydäntä käytettäessä hybridisuotimen käämikierrosluku ei kuitenkaan pienene

merkittävästi LC-suotimeen verrattuna, vaikka sen induktanssi onkin pienempi. Suurempi kytkentätaajuinen virta aiheuttaa siis merkittävän muutoksen sydänmateriaalin magneettivuon tiheyteen B , joka määrittää yhtälön (5.14) mukaisesti rautahäviön P_{core} suuruusluokan. Kuten liitteen IV kuvaajasta voidaan huomata, kasvaa sydänmateriaalin rautahäviö eksponentiaalisesti taajuuteen ja magneettivuon tiheyteen verrattuna. Hybridisuotimen suurempi kytkentätaajuinen virta kasvattaa siis rautahäviöitä merkittävästi LC-suotimeen verrattuna. Kytkentätaajuinen virta kulkee hybridisuotimen tapauksessa lisäksi suotimen kaistanesto-osassa olevan toisen kuristimen läpi aiheuttaen lisää häviöitä.

Kuvassa 6.9 on esitetty häviökustannukset kymmenen vuoden pituisella jaksolla EMC-rajoihin suunnitellulle LC-suotimelle. Suotimien parametrit on esitetty taulukossa 5.17.



Kuva 6.9

EMC-LC-suotimen häviökustannukset kymmenen vuoden pituisella jaksolla asiakasta kohden, kun suotimet on suunniteltu teholuokille 16, 26,09, 72,46 ja 144,93 A sekä kytkentätaajuuksille 5, 10, 15, 20, 25 ja 50 kHz.

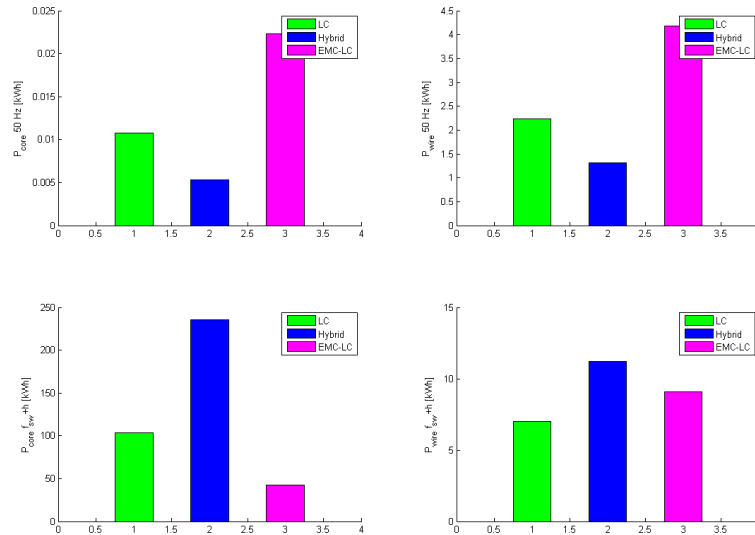
Kuvasta 6.9 nähdään, että EMC-LC-suotimen tapauksessa häviökustannukset ovat edellisistä tapauksista poiketen pienemmät kytkentätaajuuden kasvaessa. Suuret teholuokat näyttävät kuitenkin olevan edelleen halvimmat vaihtoehdot

häviökustannuksia tarkastellessa. 5 % THD:lle suunnitelluista LC- ja hybridisuotimista poiketen myös yhden asiakkaan tapauksessa suuremman nimellistehon suotimella päästään pienempiin häviökustannuksiin. Erilainen järjestys kytkentäaajuuksien tuloksissa johtuu todennäköisesti siitä, että käytetyillä raja-arvoilla suotimen rajataajuus jouduttiin pitämään samana tai sitä jouduttiin laskemaan, kun kytkentäaajuutta kasvatettiin, jolloin samalla pienennettiin kytkentäaajuisten virtojen osuutta. Vaikka induktanssi on siis sama tai suurempi, kuin pienemmällä kytkentäaajuudella, on kytkentäaajuisten virran amplitudi kuitenkin pienempi, jolloin rautahäviöt ovat myös pienemmät.

Poikkeuksena kuitenkin 10 kHz kytkentäaajuus, jolla suotimen rajataajuutta saatiin kasvatettua 5 kHz kytkentäaajuuteen nähden. Rajataajuuden nosto näyttää kuitenkin vaikuttaneen negatiivisesti häviökustannuksiin. Kytkentäaajuisten virtojen osuuden ollessa suurempi, aiheuttavat ne todennäköisesti suotimen kuristimessa enemmän rautahäviöitä. EMC-rajoihin suunniteltu LC-suodin näyttää kuitenkin olevan halvempi jokaisessa tapauksessa 5 % THD:lle suunniteltuun LC-suotimeen sekä hybridisuotimeen verrattuna.

16 A nimellisvirralle suunniteltuja suotimia tutkittiin lisäksi usean rinnakkaisen moduulin tapauksessa. Koska tyypillinen asiakkaan liityntä on 25 A, ei 16 A suuruinen moduuli ole nimellisvirraltaan vastaava, vaan niitä tulisi olla useampi. Usean rinnakkaisen 16 A moduulin tapaus osoittautui kuitenkin häviökustannustarkastelussa huonommaksi vaihtoehdoksi yhteen 26 A suuruiseen verrattuna. Syynä on todennäköisesti se, että kuormituksen jakautuessa useamman suotimen kesken, on niiden hyötysuhde huonompi, koska kaikista suotimista kulkee kuitenkin yhtä suuri kytkentäaajuinen virta, joka aiheuttaa siis useamman suotimen tapauksessa monikertaiset häviöt. Suotimia ei kuitenkaan tarkasteltu tapauksessa, jossa tietyn kuormituksen arvon alittuessa osa moduuleista sammutettaisiin ja arvon ylittyessä moduulit käynnistettäisiin uudestaan. Kyseisessä tapauksessa pienempien rinnakkaisten moduulien hyötysuhde olisi parempi, jolloin tulokset saattaisivat olla erilaisessa järjestyksessä.

Kuvassa 6.10 on esitetty tehohäviöistä johtuvan vuotuisen energiakulutuksen jakautumisen eri osa-alueiden välillä kaikilla kolmella suotimella, kun suotimet on suunniteltu 16 A nimelliselle virralle ja 10 kHz kytkentätaajuudelle.



Kuva 6.10 Suodinkuristimen tehohäviöistä johtuvan vuotuisen energiakulutuksen jakautuminen 50 Hz rautahäviön, 50 Hz kuparihäviön sekä kytkentätaajuudesta johtuvien harmonisten aiheuttamien rauta- ja kuparihäviöiden kesken.

Kuvan 6.10 kuvaajia verrattaessa voidaan huomata, että kytkentätaajuuden ja sen harmonisten aiheuttama rautahäviö on suuruusluokaltaan merkitsevin. Kyseinen häviö on suurin hybridisuotimella. 50 Hz:n rautahäviöistä aiheutuva energiakulutus on kaikilla suotimilla erittäin pieni. 50 Hz:n kuparihäviöt ovat suurimmat EMC-LC -suotimella. Kytkentätaajuuden harmonisista aiheutuva kuparihäviö on puolestaan suurin hybridisuotimella. Kuva 6.10 vahvistaa edellä esitetyn epäilyksen siitä, että hybridisuotimen suuremmat kokonaishäviökustannukset johtuvat suuremmista rautahäviöistä kahteen muuhun suotimeen verrattuna. EMC-LC -suotimen pienemmät kokonaishäviökustannukset puolestaan johtuvat sen huomattavasti pienemmistä rautahäviöistä. Vaikka EMC-LC -suotimen kuparihäviöt ovat LC-suodinta suuremmat, on ero rautahäviöissä suuruusluokaltaan merkittävämpi.

7. Yhteenveto

Työssä tarkasteltiin tasasähköverkon vaihtosuuntaajan modulaarista rakennetta, jossa vaihtosuuntaaja toteutetaan tyypillisen kolmivaihesuuntaajan sijaan kolmella yksivaiheisella suuntaajalla. Tavoitteena oli vertailla erisuuruisille nimellistehoille suunniteltuja moduuleja ja tutkia niiden kustannustehokkuutta. Tarkastelu tehtiin erilaisille transistoritopologioille ja kolmelle erityyppiselle lähtöjännitteen suotimelle. Kaksi suodinta suunniteltiin siten, että lähtöjännitteen THD saatiin alle 5 % arvoon. Yksi suotimista suunniteltiin täyttämään huomattavasti tiukemmat standardien SFS-EN 50065-1 sekä IEC 61000-6-3 asettamat rajat.

Galvaaninen erotus oletettiin tehtävän galvaanisesti erottavalla DC-DC -konvertterilla. Koska konvertterin käyttö mahdollisti samalla välipiirin DC-jännitetason muuttamisen, tutkittiin mitkä parametrit vaikuttivat jännitetason valintaan. Asiakkaan sisäinen kaapelointi, mahdollinen sähköauton lataus sekä lähtöjännitteen vaatimukset asettivat rajat jännitteen minimi- ja maksimiarvoille. Näiden perusteella jännitteeksi valittiin 440 VDC, joka oli myös standardoitu yhdeksi suositelluksi DC-jännitetasoksi.

Tuloksia tarkastellessa on huomioitava niiden teoreettinen luonne. Erityisesti kytkentähäviöiden laskeminen alle 10 A suuruisilla virroilla oli erittäin haasteellista, koska esimerkiksi IGBT-transistorien datalehdissä ilmoitetut kytkentäenergioiden käyrästöt loppuivat osalla transistoreista jo 75 A kohdalla, jolloin tätä pienemmillä virroilla kytkentäenergiat on määritetty käyrää linearisoimalla. JFET-transistorien kytkentäenergiat saatiin puolestaan määritettyä huomattavasti tarkemmin, koska IGBT:tä pienemmän virtakestonsa takia niiden kytkentäenergiat oli ilmoitettu jo kahdesta tai kymmenestä ampeerista alkaen komponentista riippuen. MOSFET-transistoreilla kytkentäenergioita ei ollut ilmoitettu lainkaan, jolloin niiden määrittämiseen käytettiin menetelmää, joka hyödyntää muita datalehdessä ilmoitettuja parametreja.

IGBT-, MOSFET- ja JFET-transistoreja vertailtaessa huomattiin, että MOSFET ja JFET mahdollistivat huomattavasti IGBT:tä korkeampien kytkentätaajuuksien käyttämisen hyötysuhteen pysyessä hyvänä. Samaa kytkentätaajuutta käytettäessä MOSFET ja JFET toimivat IGBT:tä paremmalla hyötysuhteella erityisesti pienillä kuormituksilla. Suurilla kuormilla IGBT oli kuitenkin selkeästi parempi yksittäisiä komponentteja tarkasteltaessa pienemmän johtavuustilan resistanssinsa takia. Verrattaessa MOSFET- ja JFET-transistoreja toisiinsa, päästiin JFET:llä vielä MOSFET:ia parempiin tuloksiin hyötysuhteessa. MOSFET:in ja JFET:in virtakesto ei kuitenkaan yltänyt IGBT-transistorien tasolle, jolloin niitä jouduttiin kytkemään rinnakkain haluttaessa useiden kymmenien tai satojen ampeerien virtakesto. Rinnankytkentä kuitenkin kavensi eroa IGBT:hen suurilla kuormilla, koska komponenttien kaksinkertaistuksessa efektiivinen johtavuustilan resistanssi puolittui. JFET:in rinnankytkennällä päästiin IGBT:tä parempaan hyötysuhteeseen myös yli 100 A virroilla. JFET:t eivät kuitenkaan sisältäneet rinnakkaista diodia IGBT-moduulien ja MOSFET:ien tapaan, joten ne vaativat lisäksi erilliset ulkoiset diodit nostaten komponenttikustannuksia. Kustannuksia tarkastellessa IGBT osoittautui ainakin tällä hetkellä halvimmaksi vaihtoehdoksi tarkastellun sovelluksen kannalta. Vaikka MOSFET ja JFET suoriutuivat selkeästi IGBT:tä paremmin häviökustannuksia tarkastellessa, osoittautuivat niiden investointikustannukset kuitenkin saatuja säästöjä suuremmiksi. Valmistustekniikan kehittyessä ja komponenttien halventuessa JFET ja MOSFET voivat kuitenkin tulla varteenotettavaksi vaihtoehdoksi tulevaisuudessa.

Suotimia vertailtiin kahta erilaista suodintopologiaa sekä kahta erilaista lähtöjännitteen harmonisten komponenttien raja-arvovaatimusta käyttäen. Suotimia tutkittiin erilaisille kytkentätaajuuksille ja nimellisvirroille suunniteltuna. Käytettäessä lähtöjännitteen laadulle alle 5 % THD-vaatimusta, huomattiin, että LC-suodin osoittautui halvemmassa vaihtoehdoksena hybridisuotimeen verrattuna häviökustannuksia tarkastellessa. Tämä johtui

todennäköisesti siitä, että hybridisuotimen sarjakuristimen induktanssin ollessa huomattavasti LC-suotimen sarjakuristimen induktanssia pienempi, kulki kuristimen läpi huomattavasti suurempia kytkentätaajuuden harmonisia virtoja. Induktanssin ollessa neliöllisesti verrannollinen käämikierroslukuun, ei käämikierrosluku ollut hybridisuotimen tapauksessa kuitenkaan LC-suodinta niin merkittävästi pienempi kuin induktansseja vertaamalla voisi olettaa, jolloin suuremmat harmoniset virrat aiheuttivat muutoksen kyseisten taajuuksien magneettivuon tiheyteen ja rautahäviöt kasvoivat merkittävästi. Lähtöjännitteen 5 % THD-rajaa käytettäessä edullisimmaksi vaihtoehdoksi osoittautui siis LC-suodin. Yhden asiakkaan tapauksessa halvimmaksi vaihtoehdoksi osoittautui pienemmälle 16 A nimellisvirralle mitoitettu suodin. Koska 16 A nimellisvirta oli valittu johdonsuojien perusteella, jouduttaisiin tyyppillisen 3*25 A liittynän korvaamiseksi käyttämään useampaa 16 A moduulia moduulia. Jokaisesta moduulien suotimesta kulkisi siis sama kytkentätaajuinen virta, jolloin yhdistetyt tyhjäkäyntihäviöt kasvaisivat. Tarkasteltaessa kuluja tältä kannalta, osoittautui 26,09 A suodin kuitenkin halvemmaksi, koska kyseisellä moduulikoolla voitaisiin korvata asiakkaan 3*25 A liittynä, jonka taakse kaikki johdonsuojat on kytketty. 16 A tapauksista ei kuitenkaan tutkittu siten, että tietyn kuormituksen alittuessa osa moduuleista sammutettaisiin, ja arvon ylittyessä ne käynnistettäisiin uudestaan. Tämä vaikuttaisi moduulien yhdistettyyn hyötysuhteeseen, jolloin tulokset saattaisivat olla erilaisessa järjestyksessä.

Usean asiakkaan tapaus, jossa suodin mitoitettiin asiakkaiden lukumäärää vastaavalle N*3*25 A nimellisvirralle, näytti kuitenkin tulevan yhden asiakkaan tapauksista edukkaammaksi asiakasta kohden määritetyissä häviökustannuksissa. Koska IGBT:den hyötysuhde näytti paranevan suuremmalla kuormituksella, ilmeni suotimilla saatu hyöty todennäköisesti myös vastaavana kytkinkomponentteja tarkastellessa. Usean asiakkaan tapaus on kuitenkin ongelmallinen oikosulkuvirransyötön kannalta, koska vaihtosuuntaajan tulisi pahimmassa tapauksessa pystyä moninkertaiseen oikosulkuvirtaan vaihekohtaisesti. Tarkastelluista kytkinkomponenteista mikään ei pysty syöttämään monikertaista oikosulkuvirtaa usealle asiakkaalle, vaikka

huipputehon syöttö olisikin mahdollista. Jakeluverkon kustannukset olisivat myös suuremmat, koska tarvittaisiin edelleen julkista 400 VAC verkkoa. Verkon rakenne saattaa myös tällöin muotoutua sellaiseksi, että DC- ja AC-johdot kulkevat rinnakkain. Useaa asiakasta syöttävä vaihtosuuntaaja ei myöskään pysty säätämään jännitteen laatua asiakaskohtaisesti. Asiakkaat saattaisivat aiheuttaa myös toisilleen häiriöitä. Yksi tasasähkönjakelulla saavutetuista eduista on kuitenkin asiakkaan jännitteen laadun parantaminen, jolloin useata asiakasta syöttävä suuntaaja olisi kompromissi jännitteen laadun kannalta.

Lähtöjännitteelle asetettuihin EMC-rajoihin suunnitellulla LC-suotimella häviökustannukset osoittautuivat kahta muuta suodinta huomattavasti pienemmäksi, vaikka suotimen induktanssi olikin merkittävästi suurempi. Suuri induktanssi esti tehokkaasti kytkentätaajuisten virtojen kulkemisen kuristimen läpi, jolloin harmonisten virtojen osuus oli vain murto-osa 5 % THD:lle suunniteltuihin suotimiin verrattuna. Koska korkeataajuiset virrat aiheuttivat huomattavasti enemmän rautahäviöitä 50 Hz taajuiseen virtaan nähden, olivat kyseisen suotimen rautahäviöt 5 % THD:lle suunniteltuja suotimia merkittävästi pienemmät suuremmasta induktanssista huolimatta. Tulosten perusteella vaikuttaa siis siltä, että suodin olisi kannattavampaa suunnitella lähtöjännitteelle asetettua 5 % THD-rajaa tiukempiin rajoihin, jolloin harmonisten virtakomponenttien osuus pienenesi pienentäen samalla kuristimen rautahäviöitä ja täten häviöistä aiheutuvia kustannuksia.

Koska asiakasliitynnän tyypilliset pääsulakekoot ovat 25 ja 35 A, mutta niiden tulee kuitenkin kestää jopa yli tunnin mittainen jakso nimellistä virtaa suurempaa virtaa, tulisi tehty vertailu suorittaa myös kyseisille maksimivirroille mitoitetuilla moduuleilla, jos vaihtosuuntaajalta vaaditaan pääsulakkeita vastaavat ominaisuudet. Esimerkiksi 26 A nimellisvirralle suunnitellun suotimen kuristimen sydän saattaa kyllästyä pääsulakkeilta vaaditulla 1,6-kertaisella nimellisellä virralla, jota sulakkeiden tulee kestää korkeintaan tunnin mittainen jakso.

Saatujen tulosten verifioimiseksi ja virhemarginaalin määrittämiseksi tulisi mahdollisessa myöhemmässä tutkimuksessa suorittaa mittauksia niin transistorien kuin suodinkuristimien osalta. Koska tiukempiin lähtöjännitteen harmonisten raja-arvoihin suunniteltu suodin osoittautui halvimaksi vaihtoehdoksi häviökustannusten kannalta, tulisi lähtöjännitteen suodatusta myös tutkia tarkemmin kyseisen suotimien osalta. Kustannustarkasteluun tulisi myös huomioida kuristimien investointikustannukset, joita ei tähän tarkasteluun saatu.

LÄHTEET

- (Balogh, 2007) Balogh, L. Design and application guide for high speed MOSFET gate driver circuits. Texas Instruments. Viitattu 3.2.2012. <http://www.ti.com/lit/ml/slup169/slup169.pdf>
- (CISPR) CISPR-standardit. Sesko ry. http://www.sesko.fi/attachments/komiteaesitteet/cispr_standardit_soe_tik.pdf
- (Conrad, 2006) Thermal Performance and Temperature Rise Above Ambient. Conrad Heatsinks. Viitattu 16.5.2012. <http://www.conradheatsinks.com/technical-details.html>
- (Cornell, 2010a) CDE Cornell Dubilier. Type 940C Polypropylene Capacitors. Viitattu 18.5.2012. <http://www.cde.com/catalogs/940C.pdf>
- (Cornell 2010b) CDE Cornell Dubilier. High Ripple Polypropylene Film Capacitors. Viitattu 22.5.2012. <http://www.cde.com/catalog/inverter/#prop>
- (Cree, 2012) Cree Technology Breakthrough Enables 50 Amp Silicon Carbide Power Devices. Viitattu 1.6.2012. <http://www.cree.com/news-and-events/cree-news/press-releases/2012/may/120502-50a-power>

- (Dahono, 1995) Dahono, Pekik A., Purwadi, A., Qamaruzzaman. *An LC Filter Design Method for Single-phase PWM Inverters*. Power Electronics and Drive Systems, 1995, Proceedings of 1995 International Conference on 21 - 24 Feb. 1995. Vol. 2, s. 571 – 576.
- (Danfoss, 2011) Danfoss TLX Inverter range -esite. Danfoss A/S. Viitattu 7.5.2012. <http://danfoss.ipapercms.dk/Drives/DSI/Factsheets/UK/TLXrange/>
- (EMV, 2012) Sähköverkkotoimintaan sitoutuneen pääoman kohtuullinen kustannus. Energiamarkkinavirasto. Viitattu 16.5.2012. <http://www.energiamarkkinavirasto.fi/data.asp?articleid=2866&pgid=195&languageid=246>
- (Energianet, 2012) Sähkön hinnat huhtikuussa 2012 - 05.04.2012. Viitattu 25.5.2012. www.energianet.fi
- (Fisker, 2012) Fisker Automotive, Viitattu 3.1.2012 <http://www.fiskerautomotive.com/enus/karma/specifications>
- (IEC 61000) EMC perusstandardit. IEC 61000-sarja. Sesko ry. <http://www.sesko.fi/attachments/komiteaesitteet/emc.pdf>
- (Infineon, 2006) Graovac, D., Pürschel, M., Kiep, A. Application Note, V 1.1. MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters. Infineon Tehnologies AG. 2006.

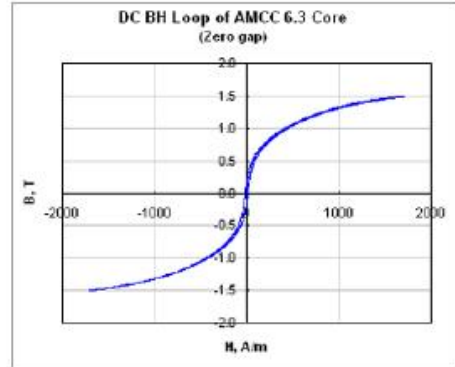
- (Infineon, 2009) Graovac, D., Pürschel, M. Application Note, V1.1. IGBT Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters. Infineon Technologies AG. 2009
- (Infineon, 2010) IPOSIM 7 Technical Documentation. Infineon Technologies AG. Viitattu 31.1.2012. <http://www.infineon.com/dgdl/IPOSIM7-5c.zip?folderId=db3a304412b407950112b4095b0601e3&fileId=db3a3043156fd5730116191765ec1c91>
- (LUT, 2008) Terminen laitesuunnittelu. Opintomateriaali. Lämpödynamiikka. <https://noppa.lut.fi/noppa/opintojakso/bl20a0100/materiaali/lampodynamiikka.pdf>
- (Mathworks) Modulation Techniques, Viitattu 20.12.2011, http://www.mathworks.se/help/toolbox/physmod/power_sys/ug/f4-23133.html#f4-7410
- (Metglas, 2002) Application guide – Power factor correction inductor design for switched mode power supplies using Metglas Powerlite C-Cores. Metglas. Viitattu 13.3.2012. <http://www.metglas.com/downloads/apps/pfc.pdf>
- (Metglas, 2011) Metglas Powerlite Inductor Cores. Viitattu 21.5.2012. <http://www.metglas.com/downloads/powerlite.pdf>
- (Mitsubishi, 2011) Mitsubishi MiEV tekniset tiedot, Mitsubishi Motors, Viitattu 3.1.2012, http://www.mitsubishi.fi/uploadedFiles/Finland/Hinnastot/402909_iMiEV_FIN.pdf

- (Mohan, 2003) Mohan, N., Robbins, W.P and Underland, T.M. Power Electronics: Converters, Applications and Design, Media Enhanced Third Edition, 3rd edn. John Wiley & Sons
- (Nuutinen, 2007) Pasi Nuutinen. Diplomityö. Vaihtosuuntauksen ja suodatuksen toteuttaminen tasasähkönjakeluverkossa
- (Nuutinen, 2009) Pasi Nuutinen, Pasi Salonen, Pasi Peltoniemi, Pertti Silventoinen, Jarmo Partanen. LVDC Customer-End Inverter Operation in Short Circuit.
- (Paajanen, 2009) Pertti Paajanen. Diplomityö. Tasasähkönkäyttömahdollisuudet pienjännitesähkökojeissa ja kiinteistösähköverkoissa
- (Partanen et al, 2010) Tutkimusraportti 5. Tehoelektroniikka sähkönjakelussa – Pienjännitteinen tasasähkönjakelu
- (Peltoniemi, 2009) Peltoniemi, P.; Nuutinen, P.; Salonen, P.; Niemela, M.; Pyrhonen, J.; , "Output filtering of the customer-end inverter in a low-voltage DC distribution network," *Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th* , vol., no., pp.1763-1770, 1-3 Sept. 2008
- (Peltoniemi, 2012) Sähköpostikeskustelu Pasi Peltoniemen kanssa 12.3.2012.
- (Semikron, 2006) Semikron SKM100GB123D datalehti. Semikron. Viitattu 14.5.2012. http://semikron.com/products/data/cur/assets/SKM100GB123D_22890010.pdf

- (Semikron, 2009) SEMiX – IGBT Modules & Bridge Rectifier Family. Viitattu 24.2.2012. http://www.semikron.com/skcompub/de/SID-14BCFAB4-7372A639/SEMIX_4.pdf
- (Semisel, 2012) Semisel – Simulation Software Version 4.0.1. Semikron. Viitattu 27.1.2012. <http://www.semikron.com/sk-compub/en/index.htm?mode=semisel>
- (Semisouth, 2012) Semisouth SJDP120R085 –transistorin datalehti. Semisouth. Viitattu 14.5.2012. <http://semisouth.com/wp-content/uploads/2011/05/SJDP120R085.pdf>
- (SFS 6000-8-801) SFS standardi. Pienjännitesähköasennukset. Osa 8-801: Eräitä asennuksia koskevat täydentävät vaatimukset. Jakeluverkot. Suomen Standardisoimisliitto SFS ry
- (SFS-EN 50160) SFS-EN standardi. Yleisen jakeluverkon jakelujännitteen ominaisuudet. Suomen Standardisoimisliitto SFS ry, Helsinki 2008
- (SFS-EN 50065-1) Viestinsiirto pienjänniteverkossa taajuusalueella 3...148,5 kHz. Osa 1: Yleiset vaatimukset, taajuusalueet ja sähkömagneettiset häiriöt. Suomen Standardisoimisliitto SFS ry.
- (SFS-EN 60038) CENELECin standardijännitteet. Suomen Standardisoimisliitto SFS ry.

- (SFS-EN 60269-1) Pienjännitevarokkeet. Osa 1: Yleiset vaatimukset. Suomen Standardisoimisliitto SFS ry.
- (SFS-EN 61000-6-3) Electromagnetic compatibility (EMC). Part 6-3: Generic standards. Emission standard for residential, commercial and light-industrial environments. Sesko Oy.
- (SFS-IEC 60038) SFS-IEC standardi. IEC:n standardijännitteet. Suomen Standardisoimisliitto SFS ry.
- (Tesla Motors, 2006) The Tesla Roadster Battery System, Viitattu 3.1.2012 http://webarchive.teslamotors.com/display_data/TeslaRoadsterBatterySystem.pdf
- (Wintrich, 2011) Wintrich, A. Comparing the Incomparable. Viitattu 27.1.2012. http://www.semikron.com/sk-compub/en/SID-963EF126-0DEAC117/Comparing_the_Incomparable.pdf

POWERLITE® C-Cores are manufactured with iron based Metglas® amorphous Alloy 2605SA1. Their unique combination of low loss and high saturation flux density take advanced power conditioning applications to higher performance levels than previously possible with conventional ferromagnetic Materials.



Applications

For a wide range of high frequencies and hot-spot temperatures (up to Class F), POWERLITE C-Cores are used in a growing list of advanced power conditioning applications including:

- UPS and SMPS Power Factor Correction Chokes
- UPS Harmonic Filter Inductors
- High-Power Outdoor Industrial Ballasts
- Welding Power Supplies
- High-Speed Rail Power Systems

Benefits

Manufactured in a variety of ultra-efficient core configurations, POWERLITE C-Cores provide significant cost, design and performance benefits over ordinary Si-Fe, ferrite and MPP cores such as:

- High Saturation Flux Density (1.56 T)
- Low Profile – enables weight and volume reductions of up to 50%
- Low Temperature Rise – enabling smaller compact designs
- Low Loss – resulting from micro-thin Metglas ribbon (25 µm)

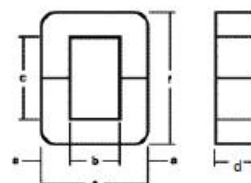
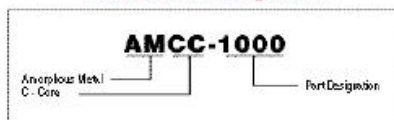
Physical Properties METGLAS Alloy 2605SA1

Ribbon Thickness (µm)23
Density (g/cm ³)	7.18
Thermal Expansion (ppm/°C)	7.6
Crystallization Temperature (°C)	508
Curie Temperature (°C)	399
Continuous Service Temperature (°C)	150
Tensile Strength (MN/m ²)	1k-1.7k
Elastic Modulus (GN/m ²)	100-110
Vicker's Hardness (50g load)900

Magnetic Properties METGLAS Powerlite Cores

Saturation Flux Density (T)	1.56
Permeability (depending on gap size)	VARIABLE
Saturation Magnetostriction (ppm)27
Electrical Resistivity (µΩ.cm)130

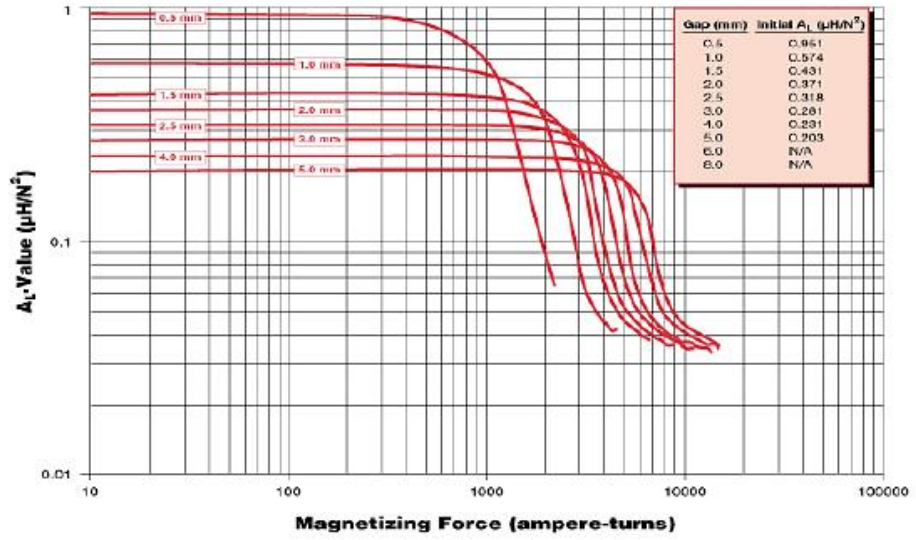
Product Code Designation



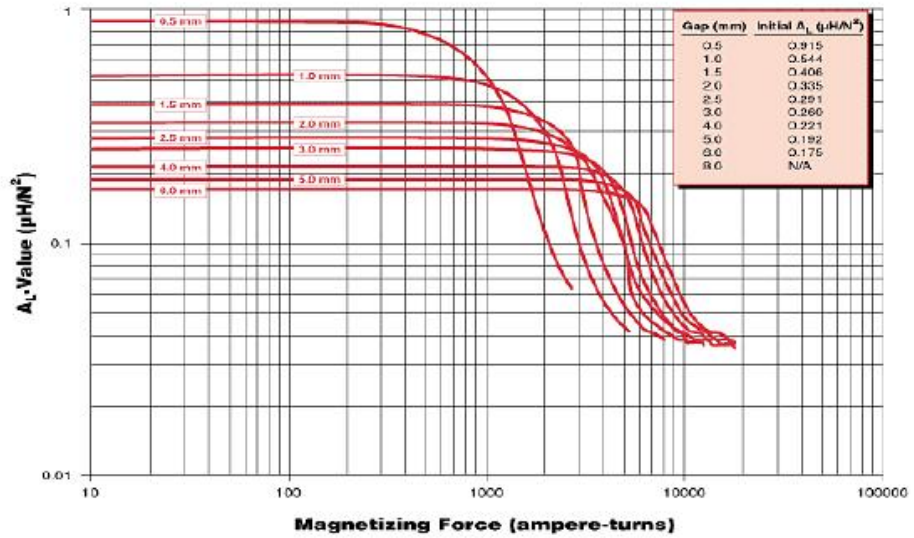
POWERLITE [®] C - Cores															
Core No.	CORE DIMENSION										PERFORMANCE PARAMETERS				
	a (mm)	±	b (mm) ref *	c (mm) ref *	d (mm)	±	e (mm)	±	f (mm)	±	Im (cm)	Ac (cm ²)	Wa (cm ²)	Ap (cm ²)	Mass (g)
AMCC 4	9.0	0.50	10.0	32.80	15.0	0.50	28.00	1.50	50.8	1.25	12.20	1.11	3.30	3.60	99
AMCC 6.3	10.0	0.50	11.0	33.00	20.0	0.50	31.00	1.00	53.0	2.00	12.80	1.60	3.60	6.0	154
AMCC 8	11.0	0.80	13.0	30.00	20.0	0.50	35.00	1.00	52.0	2.00	13.00	1.80	3.90	7.00	172
AMCC 10	11.0	0.80	13.0	40.00	20.0	0.50	35.00	1.00	62.0	2.00	15.40	1.80	5.20	9.40	198
AMCC 16A	11.0	0.80	13.0	40.00	25.0	0.50	35.00	1.00	62.0	2.00	15.10	2.30	5.20	11.70	248
AMCC 16B	11.0	0.80	13.0	50.00	25.0	0.50	35.00	1.00	72.0	2.00	17.00	2.30	6.50	14.70	281
AMCC 20	11.0	0.80	13.0	50.00	30.0	0.50	35.00	1.00	72.0	2.00	17.50	2.70	6.50	17.60	337
AMCC 25	13.0	0.80	15.0	56.00	25.0	0.50	41.00	1.00	82.0	2.00	19.60	2.70	8.40	22.40	379
AMCC 32	13.0	0.80	15.0	56.00	30.0	0.50	41.00	1.00	82.0	2.00	20.00	3.20	8.40	26.90	454
AMCC 40	13.0	0.80	15.0	56.00	35.0	0.50	41.00	1.00	82.0	2.00	19.90	3.70	8.40	31.30	530
AMCC 50	16.0	1.00	20.0	70.00	25.0	0.50	52.00	1.00	102.0	3.00	24.90	3.30	14.00	45.90	586
AMCC 63	16.0	1.00	20.0	70.00	30.0	0.50	52.00	1.00	102.0	3.00	25.30	3.90	14.00	55.10	703
AMCC 80	16.0	1.00	20.0	70.00	40.0	1.00	52.00	1.00	102.0	3.00	25.40	5.20	14.00	73.50	938
AMCC 100	16.0	1.00	20.0	70.00	45.0	1.00	52.00	1.00	102.0	3.00	25.00	5.90	14.00	82.7	1,055
AMCC 168S	20.4	0.50	30.0	154.20	20.0	0.50	70.50	1.25	195.0	3.00	45.40	3.35	45.80	153.2	1,101
AMCC 125	19.0	1.00	25.0	83.00	35.0	1.00	63.00	1.00	121.0	3.00	30.20	5.50	20.80	113.1	1,166
AMCC 160	19.0	1.00	25.0	83.00	40.0	1.00	63.00	1.00	121.0	3.00	28.50	6.20	20.80	129.3	1,333
AMCC 200	19.0	1.00	25.0	83.00	50.0	1.00	63.00	1.00	121.0	3.00	29.80	7.80	20.80	161.6	1,666
AMCC 367S	25.8	1.00	67.0	97.80	25.0	0.70	117.60	1.50	149.4	1.50	43.78	5.29	63.81	340.1	1,668
AMCC 250	19.0	1.00	25.0	90.00	60.0	1.00	63.00	1.00	128.0	3.00	31.40	9.30	22.50	210.3	2,095
AMCC 320	22.0	1.00	35.0	85.00	50.0	1.00	79.00	1.00	129.0	4.00	32.50	9.00	29.80	268.3	2,167
AMCC 400	22.0	1.00	35.0	85.00	65.0	1.00	79.00	1.00	129.0	4.00	33.60	11.70	29.80	348.8	2,817
AMCC 500	25.0	1.00	40.0	85.00	55.0	1.00	90.00	1.00	135.0	4.00	35.60	11.30	34.00	383.4	2,890
AMCC 630	25.0	1.00	40.0	85.00	70.0	1.00	90.00	1.00	135.0	4.00	35.60	14.30	34.00	487.9	3,678
AMCC 800A	25.0	1.00	40.0	85.00	85.0	1.50	90.00	1.00	135.0	4.00	35.60	17.40	34.00	592.5	4,466
AMCC 800B	30.0	1.00	40.0	95.00	85.0	1.50	100.00	1.00	155.0	4.00	39.30	21.00	38.00	794.6	5,972
AMCC 1000	33.0	1.00	40.0	105.00	85.0	1.50	106.00	1.00	171.0	5.00	42.70	23.00	42.00	966.0	7,109

* Products generally do not fully comply with material characteristics - deviations may occur due to shape and size.

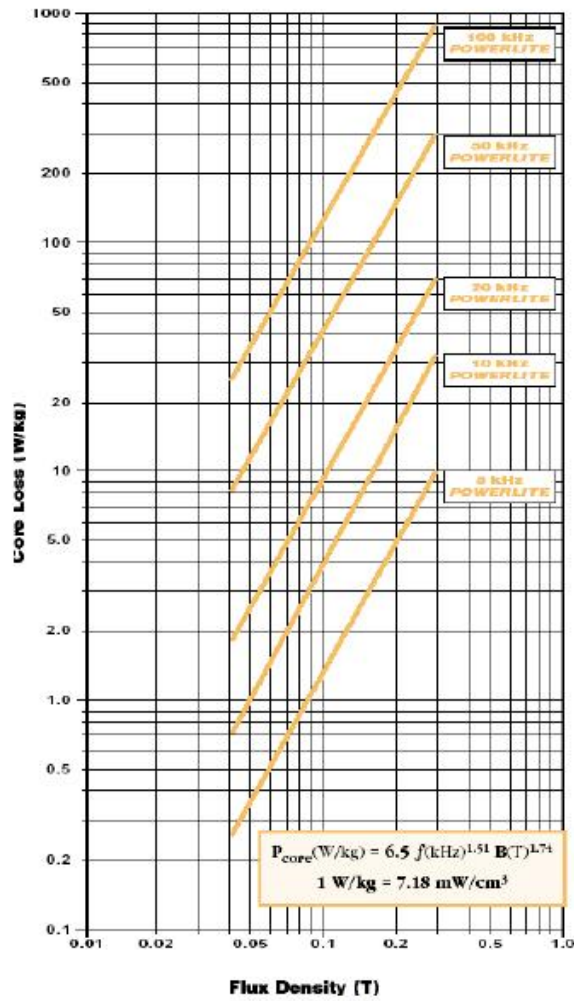
AMCC-100 Magnetization Curves



AMCC-125 Magnetization Curves



Core Loss vs. Flux Density† @ 25°C



† These curves were determined from ac data; use 1/2 the actual B to determine core loss for unidirectional applications.

LIITE V

3,68 kVA	16 A	
fsw [kHz]	L [μ H]	C [μ F]
5	826,0	4,7
10	487,4	2
15	289,3	1,5
20	244,9	1
25	229,8	0,68
50	84,9	0,47
100	48,7	0,22
200	43,0	0,22
6 kVA	26,09 A	
fsw [kHz]	L [μ H]	C [μ F]
5	517,4	7,5
10	295,0	3,3
15	217,6	2
20	162,8	1,5
25	104,0	1,5
50	59,1	0,68
100	32,7	0,33
200	28,5	0,33
16,67 kVA	72,46 A	
fsw [kHz]	L [μ H]	C [μ F]
5	193,9	20
10	103,7	9,4
15	65,6	6,6
20	52,1	4,7
25	47,3	3,3
50	20,0	2
100	11,5	0,94
200	9,6	1
33,33 kVA	144,93 A	
fsw [kHz]	L [μ H]	C [μ F]
5	118,1	33
10	48,6	20
15	44,3	9,8
20	25,0	9,8
25	23,6	6,6
50	10,0	4
100	3,6	3
200	3,2	3

LIITE VI

3,68 kVA	16 A		
fsw [kHz]	L1 [μ H]	L2 [μ H]	C [μ F]
5	323	53,9	4,7
10	190	31,7	2,0
15	112	18,8	1,5
20	94,7	15,8	1,0
25	88,9	14,9	0,68
50	31,3	5,39	0,47
100	14,3	2,88	0,22
200	1,91	0,72	0,22
6 kVA	26,09 A		
fsw [kHz]	L [μ H]	L2 [μ H]	C [μ F]
5	203	33,8	7,5
10	115	19,2	3,3
15	84,5	14,1	2,0
20	63,3	10,6	1,5
25	40,3	6,75	1,5
50	20,6	3,73	0,68
100	9,49	1,92	0,33
200	1,44	0,48	0,33
16,67 kVA	72,46 A		
fsw [kHz]	L [μ H]	L2 [μ H]	C [μ F]
5	76,2	12,7	20
10	40,2	6,74	9,4
15	25,5	4,26	6,6
20	20,1	3,37	4,7
25	18,4	3,07	3,3
50	7,33	1,27	2,0
100	3,30	0,67	0,94
200	0,57	0,16	1,0
33,33 kVA	144,93 A		
fsw [kHz]	L [μ H]	L2 [μ H]	C [μ F]
5	45,8	7,68	33
10	18,9	3,17	20
15	17,2	2,87	9,8
20	9,7	1,62	9,8
25	9,17	1,54	6,6
50	3,69	0,63	4,0
100	1,04	0,21	3,0
200	0,29	0,05	3,0

LIITE VII

3,68 kVA	16 A	
fsw [kHz]	L [μ H]	C [μ F]
5	1688	10
10	1187	4,7
15	1503	7,5
20	1603	10
25	2348	13,5
50	2698	13,5
200	3851	13,5
6 kVA	26,09 A	
fsw [kHz]	L [μ H]	C [μ F]
5	1250	13,5
10	738	7,5
15	1123	10
20	1193	13,5
25	1586	20
50	1817	20
200	2078	25
16,67 kVA	72,46 A	
fsw [kHz]	L [μ H]	C [μ F]
5	418	40
10	220	25
15	379	30
20	398	40
25	633	50
50	724	50
200	655	80
33,33 kVA	144,93 A	
fsw [kHz]	L [μ H]	C [μ F]
5	209	80
10	110	50
15	141	80
20	200	80
25	317	100
50	363	100
200	372	140