

LAPPEENRANNAN TEKNILLINEN YLIOPISTO

LUT Energia

KANDIDAATINTYÖ

**TASASÄHKÖNJAKELUVERKON VAIHTOSUUNTAAJA GALVAANISELLA
EROTUKSELLA**

Työn ohjaaja ja tarkastaja:

Professori Juha Pyrhönen

Lappeenrannassa 16.9.2009

Jani Takala

Raimo Juntunen

Jussi Karttunen

Matthias Kampe

TIIVISTELMÄ

Lappeenrannan teknillinen yliopisto

LUT Energia

Raimo Juntunen, Jussi Karttunen, Jani Takala, Matthias Kampe

Tasasähköjako- verkon vaihtosuuntaaja galvaanisella erotuksella

Kandidaatin työ

2009

153 sivua, 81 kuvaa, 5 taulukkoa, 3 liitettä

Tarkastaja: Juha Pyrhönen

Hakusanat: vaihtosuuntaaja, pulssintiheysmodulaatio PDM, galvaaninen erotus, resonanssi-
konvertteri

Suomessa sähköjako-
verkko koostuu pääasiassa 20 kV ja 400 V jännitetasoista. Tällöin sähkö viedään lähelle kuluttajia suuremmalla jännitetasolla ja muunnetaan alhaisemmaksi lähellä asiakkaita. Haittapuolena on se, että haja-asutusalueilla jakelumuuntajien määrä kasvaa suureksi, koska ne täytyy sijoittaa lähelle kuluttajaa. Vaihtoehtona on toteuttaa osa sähköjako-
versta tasajännitteellä, jolloin tehollinen jännite olisi suurempi. Tällöin sähköä voitaisiin siirtää pidempiä matkoja ilman, että asiakaskohtaisia tai muutaman asiakkaan kattavia 20 kV siirtolinjoja tarvitsisi käyttää. Tämä taas edellyttää asiakaskohtaisien vaihtosuuntaajien käyttöä.

Tässä työssä esiteltävällä 1 kVA vaihtosuuntaajalla muodostetaan tasasähköjako-
verkosta saatavasta 750 V tasasähköstä yksivaiheista (230 V_{RMS}, 50 Hz) verkkojännitettä. Laite on suunniteltu toteuttamaan galvaaninen erotus mahdollisimman hyvän hyötysuhteen puitteissa.

Vaihtosuuntaaja on toteutettu käyttämällä resonanssikonvertteria, joka vaihtosuuntaa jakelu-
jännitteen korkeataajuiseksi vaihtojännitteeksi. Tämän jälkeen toteutetaan galvaaninen erotus käyttäen suurtaajuusmuuntajaa. Tätä seuraa syklokonvertteri, joka pulssintiheysmodulaatiota soveltaen muodostaa lähtöjännitteen. Tämä suodatetaan lopuksi LC-
alipäästösuotimella säröltään standardin mukaiseksi.

Laite on jaettu työssä kolmeen osaan, joista jokaisen toiminta on selitetty ja simuloitu itsenäisesti. Lopussa koko järjestelmä on simuloitu yhtenä kokonaisuutena. Hyötysuhteeksi arvioitiin karkeasti 94 % ja lopullisista tuloksista voidaan päätellä, että laitteen toteuttaminen prototyypiksi voisi olla kannattavaa.

ABSTRACT

Lappeenranta university of technology

LUT Energia

Raimo Juntunen, Jussi Karttunen, Jani Takala, Matthias Kampe

DC to AC mains converter with galvanic separation in a DC distribution network

Bachelor's thesis

2009

Inspector: Juha Pyrhönen

153 pages, 81 pictures, 5 tables, 3 appendices

Keywords: mains inverter, pulse density modulation PDM, galvanic separation, resonance converter.

The electric distribution network in Finland has normally voltage levels of 20 kV and 400 V. First the electric power is transferred near the customers with 20 kV and then transformed down to 400 V. The problem in this case is that the amount of transformers is big at rural areas, because they must be placed close to the users. An alternative for this could be DC distribution, where the RMS value of the voltage would be bigger. In this case electrical power could be transferred for longer distances without the need of 20kV lines for one or a few customers. This again leads to a need for a DC/AC converter to each user.

The converter presented in this work is designed to convert a power of 1 kVA from 750 V_{DC} to mains voltage (230 V_{RMS}, 50 Hz). The device is optimized to have a good efficiency and to separate the output galvanically from the input.

The converter uses a primary resonant converter, which turns the DC voltage in high frequency AC. This is then fed to a high frequency transformer, which creates the galvanic separation. The transformer feeds a cycloconverter that forms the mains voltage using pulse density modulation. After this the voltage is filtered with an LC- filter to get the output distortion to match standard levels.

The device is split into 3 pieces, which each are separately simulated and their function explained. At the end the whole system is simulated as one piece. The efficiency was roughly estimated to be 94 % and the final results show, that the development of a prototype could be worth an effort.

SISÄLLYSLUETTELO

KÄYTETYT MERKINNÄT	10
ALAINDEKSIT	11
LYHENTEET	12
1 JOHDANTO	14
2 RESONANSSIKONVERTTERI	15
2.1 Katsaus aiempaan tutkimukseen	15
2.2 Puolisiltainvertteri.....	18
2.3 Resonanssipiirit.....	18
2.3.1 Sarjaresonanssipiiri.....	19
2.3.2 Rinnakkaisresonanssipiiri.....	21
2.4 LLC-resonanssipiiri	22
2.4.1 KytKentä	22
2.4.2 Toiminta	23
2.4.3 Toiminta resonanssitaajuudella.....	29
2.5 Pehmeäkytkentä	31
2.5.1 ZVS-ehtoja	33
2.6 Tehohäviöt ja hyötysuhde	35
2.6.1 Passiiviset komponentit.....	35
2.7 LLC – Mitoitus.....	36
2.7.1 Magnetointi-induktanssi ja taajuus	37
2.7.2 Laatuertoimen Q mitoitus.....	38

2.7.3 Induktanssisuhteen L_n mitoitus	39
2.7.4 Komponenttien mitoitus	39
2.8 Simulointi	40
2.9 Loppupäätelmät LLC-resonanssipiiristä	49
3 SUURTAAJUUSMUUNTAJA	51
3.1 Muuntajan toimintaperiaate	51
3.1.1 Ideaalinen yksivaihemuuntaja tyhjäkäynnissä	52
3.1.2 Kuormitettu ideaalinen yksivaihemuuntaja.....	53
3.1.3 Todellinen muuntaja ja häviöt.....	54
3.2 Muuntajasuunnittelun teoria.....	57
3.2.1 Muuntajasuunnittelun vaiheet	58
3.2.2 Muuntajasydämen valinta.....	60
3.2.3 Sydämen muoto	62
3.3 Käämitykset.....	64
3.3.1 Virranaho ja läheisyysvaikutus	64
3.3.2 Käämitystyyppi	65
3.3.3 Muuntajaikkuna ja vuorottelu	66
3.4 Häviöiden laskenta ja optimointi	66
3.4.1 Häviöiden minimointi.....	67
3.5 Muuntajan mitoitus DC/AC konvertteriin.....	71
3.5.1 Muuntajan spesifikaatiot asetetut rajoitukset.....	71
3.5.2 Muuntajan suunnittelu	73
3.5.3 Muuntajan simulointi.....	80
3.6 Loppupäätelmät.....	83

4 PULSSINTIHEYSMODULAATIO: AC-PDM.....	86
4.1 Pulssintiheysmodulaation periaate ja toteutus	86
4.2 Pulssintiheysmodulaation ominaisuudet.....	89
4.3 Ideaalisen tapauksen taajuusanalyysi	92
4.3.1 Modulointi-indeksin vaikutus	92
4.3.2 Taajuuden vaikutus	96
4.3.3 Puolijakson muodon vaikutus	101
4.4 Ideaalisen pulssikuvion suodatus	104
4.5 Johtopäätökset	105
5. TOISIOHAKKURI.....	106
5.1 Topologian valinta ja suunnittelu	106
5.1.1 PWM modulaatio.....	106
5.1.2 Tasasuuntaus	108
5.1.3 PDM modulaatio.....	109
5.2 Lähtöjännitteen suodatus.....	118
5.2.1 Suodatintyytit	120
LC-suodin	120
LCL-suodin	121
L+LC- suodin	122
5.2.2 Suodatintyytin valinta.....	122
5.3 Suotimen suunnittelu	123
5.3.1 Komponenttien mitoitus	125
5.4 Syklokonvertterin simulointi	127
5.5 Häviöiden arviointi.....	131

5.6 Johtopäätökset	133
6 TEHOKYTKIMIEN VALINTA	134
6.1 Tehokytkimien vaatimukset	134
6.2 TehoMOSFET	135
6.3 IGBT	136
6.4 SiC tehoMOSFET	137
6.5 Ominaisuuksien vertailu	138
6.5.1 KytKentätaajuus	138
6.5.2 Jännitekestoisuus	139
6.5.3 Häviöt	140
6.5.4 Kytkimen lähtökapasitanssi	142
6.6 Johtopäätökset	145
7 KOKO JÄRJESTELMÄ	147
7.1 Topologia	147
7.2 Lähtöjännite	148
7.3 Hyötysuhde	150
8 YHTEENVETO	152
LÄHDELUETTELO	154

LIITE I	LLC SIMULINK KYTKENTÄ	160
LIITE II	MUUNTAJAN MITOITUKSEN LASKUTOIMITUKSET	161
LIITE III	SUODINKOMPONENTTIEN MITOITUS.....	168

KÄYTETYT MERKINNÄT

<i>A</i>	pinta-ala
<i>B</i>	magneettivuon tiheys
<i>C</i>	kapasitanssi
<i>D</i>	kytkentäkerroin
<i>e</i>	virhe
<i>f</i>	taajuus
<i>H</i>	magneetikentän voimakkuus
<i>I, i</i>	virta
<i>J</i>	virrantiheys
<i>K</i>	aaltomuotokerroin, vahvistus
<i>L</i>	induktanssi
<i>m</i>	modulointi-indeksi
<i>n</i>	muuntosuhde
<i>P</i>	pätöteho
<i>Q</i>	loisteho, laatuarvo
<i>R, r</i>	resistanssi, reluktanssi
<i>S</i>	näennäisteho
<i>T</i>	jaksonaika
<i>t</i>	aika
<i>U</i>	jännite
<i>V</i>	tilavuus
<i>X</i>	reaktanssi
<i>Z</i>	impedanssi
μ	permeabiliteetti
φ	teho-, vaihekulma
Φ	magneettivuo
ϕ	vaihekulma
ω	kulmataajuus

ALAINDEKSIT

0	tyhjäkäynti, tyhjiön
c	magneettisydämen, (core)
CE,ce	Collector-Emitter, kollektorin ja emitterin välinen arvo
DS	Drain-Source, nielun ja lähteen välinen arvo
e	efektiivinen
gd	Gate-Drain, hilan ja nielun välinen arvo
ge	Gate-Emitter, hilan ja emitterin välinen arvo
gs	Gate-Source, hilan ja lähteen välinen arvo
HF	High-Frequency, viittaa muuntajalta saatavaan suuritaajuiseen vaihtojännitteeseen
in	tulon suure
iss	viittaa MOSFET:n tulokapasitanssiin
LF	Low-Frequency, viittaa syntetisoituun lähtöjännitteeseen
n	(induktanssi)suhde
o	optimaalinen
oes	viittaa IGBT:n lähtökapasitanssiin
ON	johtavuustila
oss	viittaa MOSFET:n lähtökapasitanssiin
out	lähdon suure
p	ensiö, (primanry)
r	suhteellinen
rms	root-mean-square
rss	viittaa MOSFET:n millerkapasitanssiin
S	kytkentä
s	toisio, (secondary)
m	magnetointi, magneettivastus
w	käämitys
zvs	nollajännite
σ	haja

LYHENTEET

AC-PDM	Area-Comparison Pulse Density Modulation
AHB	epäsymmetrinen puolisiltakytkentä
FFT	Fast Fourier Transform
HFAC	High-Frequency Alternative Current, viittaa muuntajalta saatavaan suuritaajui- seen vaihtojännitteeseen
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MLT	keskimääräinen käämikierroksen pituus, mean length per turn
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
PDM	Pulse Density Modulation
PWM	Pulse-Width Modulation
ZVS	kytkentä nollajännitteellä
ZCS	kytkentä nollavirralla

ALKUSANAT

Tämä kandidaatintyö on Lappeenrannan teknillisen yliopiston LUT energia- laitoksessa liittyen vuonna 2006 alkaneeseen TEKES- vetoiseen hankkeeseen ”Tehoelektroniikka sähköjake- lussa, vaihe 2”. Hankkeena on lisäksi mukana 13 muuta tehoelektroniikan- ja sähköjakelu- alan yritystä. Työ toteutettiin neljän hengen ryhmässä jakaen työ neljään osa-alueeseen. Kii- tämme työmme tarkastajaa Juha Pyrhöstä mielenkiintoisesta aiheesta ja mahdollisuudesta suo- rittaa kandidaatintyö kesätöiden ohessa. Lisäksi kiitokset avusta Janne Nergille ja Pasi Pelto- niemelle.

Lappeenranassa 14.9.2009

Raimo Juntunen

Jussi Karttunen

Jani Takala

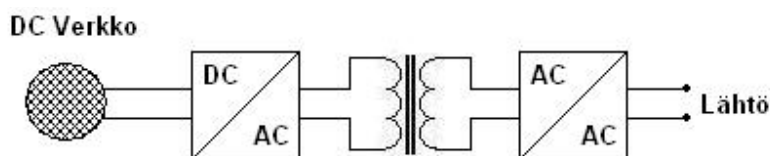
Matthias Kampe

1 JOHDANTO

Samaan hankkeeseen liittyvässä viitteessä (Nuutinen 2007) on jo aiemmin selvitetty DC-AC konvertertien toimintaa tasasähköjakalessa. Perinteinen suora hakkuri tuo mukanaan turvallisuusongelmia, jotka vaatisivat monimutkaisen suojalaitteiston. Suurin osa näistä voitaisiin eliminoida käyttämällä galvaanista erotusta tulon ja lähdön välillä. Toisaalta taas galvaaninen erotus lisää invertterin monimutkaisuutta ja tätä kautta häviöitä.

Tämän työn tarkoituksena oli selvittää, onko mahdollista toteuttaa galvaanisen erotuksen toteuttavaa DC – AC invertteriä, joka kuitenkin toimisi mielekkäällä hyötysuhteella. Työn rajaus oli löytää hyötysuhteeltaan paras topologia ja tämän simulointi. Työssä ei niinkään kiinnitetty huomiota säätöön, suojauksiin, kokoon tai hintaan.

Liikkeelle lähdettiin vertailemalla eri topologioita ja tekniikoita, joita voitaisiin soveltaa kyseisessä työssä ja päädyttiin kehittämään ratkaisu, jossa tasajännitteestä tehdään korkeataajuisia vaihtojännitettä. Tämä syötetään erotusmuuntajan kautta syklokonverterille, joka puolestaan muodostaa siitä verkkojännitettä (Kuva 1).



Kuva 1. Laitteen topologia

Työ jaettiin neljään osaan, joista jokaisella oli oma vastuhenkilönsä. Tämän takia lopputulos on sisällöltään modulaarinen. Työnjako päätettiin seuraavanlaiseksi:

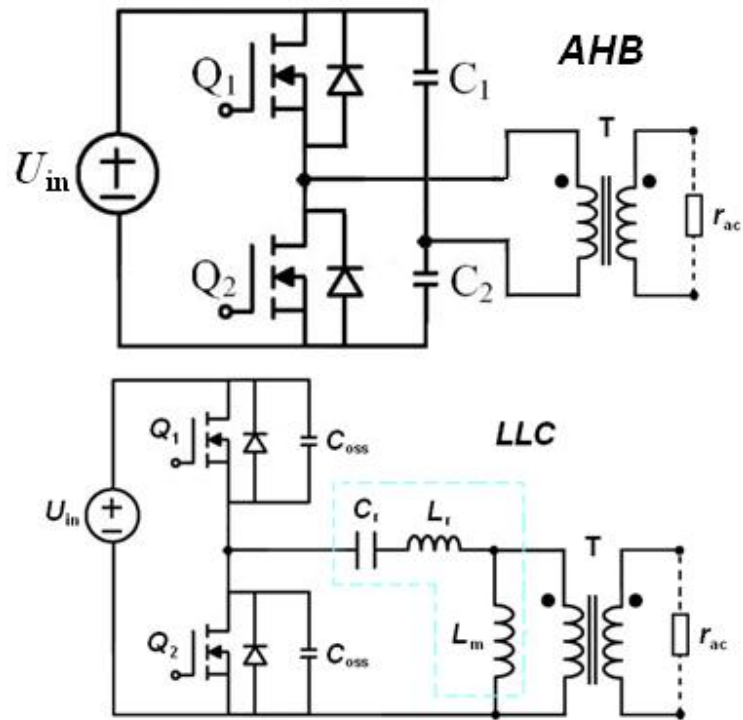
Jani Takala:	Tulopuolen hakkuri	(Kappale 2)
Raimo Juntunen:	Muuntaja	(Kappale 3)
Jussi Karttunen:	Modulointi ja tehokytkimet	(Kappaleet 4 ja 6)
Matthias Kampe:	Toisiohakkuri	(Kappale 5)

2 RESONANSSIKONVERTTERI

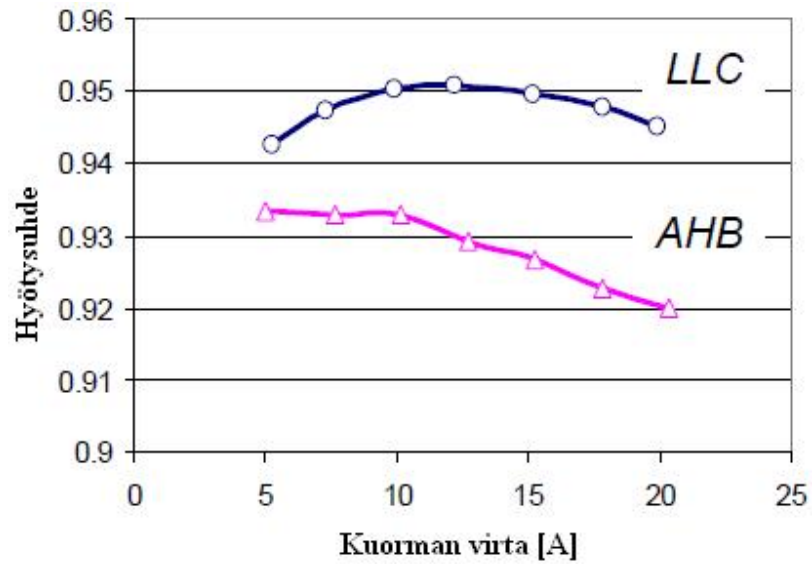
Tavoitteena on tutkia LLC-resonanssipiirin soveltuvuutta puolisiltainverterrikäyttöön ja tehdä lyhyt katsaus muihin mahdollisiin resonanssitopologioihin. Resonanssipiirin implementoinnilla osaksi ensiöhakuria on tarkoituksena pienentää kytkimien kytkentähäviöitä, jotta voidaan nostaa kytkentätaajuutta perinteisiin menetelmiin verrattuna. Lisäksi ensiöhakurin olisi oltava mahdollisimman edullinen, sillä tulisi saada parannettua hyötysuhdetta jo olemassa oleviin laitteisiin verrattuna ja sen olisi toimittava koko laitteen kanssa stabiilisti. Tutkimusmenetelmänä käytetään simulointia ja tutkimusmateriaalina pääasiassa aikaisempia aiheeseen liittyviä tutkimuksia.

2.1 Katsaus aiempaan tutkimukseen

LLC-topologiasta (Kela-Kela-Kondensaattori) puolisiltakonvertterisovelluksissa on tehty tutkimusta viimevuosina ja sillä on saatu parannettua kytkennän hyötysuhdetta epäsymmetrisen puolisiltatopologiaan (AHB, asymmetrical half-bridge) verrattuna (kuvat 2.1b ja 2.2). Topologiat on esitetty kuvassa 2.1a. Vertailu laitteiden kytkentätaajuus on 150 – 200 kHz, tulojännite 300 – 400 V, lähtöjännite 48 V ja teho 1 kVA (Bo 2004).

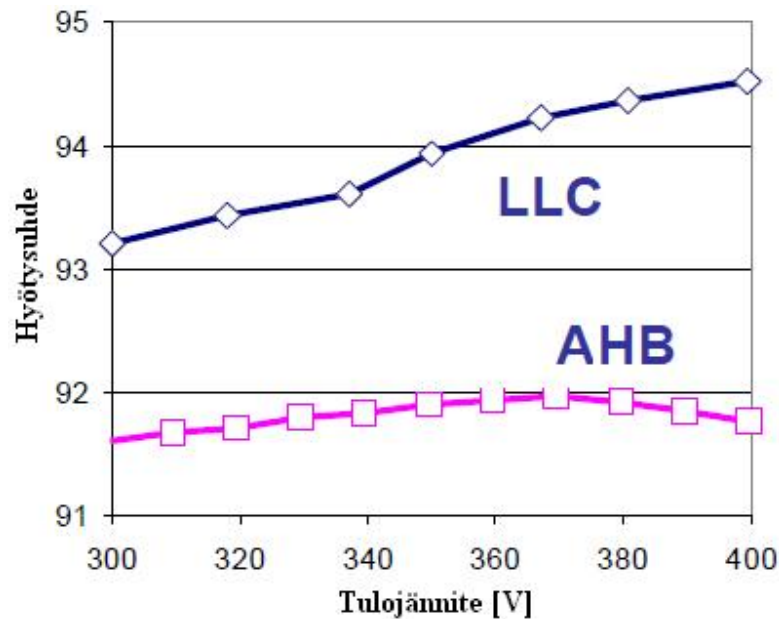


Kuva 2.1a. Kuvassa ylempänä on epäsymmetrinen puolisolita- (AHB) ja alempana LLC-topologia.



Kuva 2.1b. Hyötysuhteen vertailu kuorman muutoksen suhteen LLC ja epäsymmetrisen topologian välillä (Bo 2004).

LLC-topologiolla on saatu parannettua hyötysuhdetta 2 – 3 % koko kuormitusalueella. Tutkimuksen laitteet eivät täysin vastaa suunniteltavaa laitetta, mutta antavat viitettä aiemmista tuloksista. Hyötysuhteen paraneminen 2 – 3 % vastaa suunnilleen ensiöhackurille tässä asetettuja vaatimuksia, jolla saadaan katettua muuntajan häviöt.



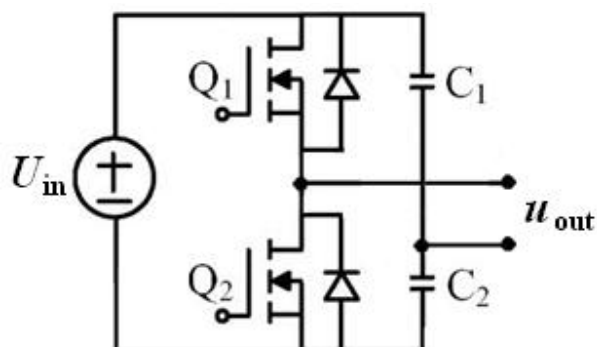
Kuva 2.2. Hyötysuhteen vertailu tulojännitteen suhteen (Bo 2004).

Tulojännitteen vaihdellessa 400 – 300 volttiin, kykenee LLC säätämään lähtöjännitteen 2 – 3 % paremmalla hyötysuhteella kuin AHB (kuva 2.2). LLC:n hyötysuhde paranee toimittaessa lähestyttäessä normaalikäyttöjännitettä ja resonanssitaajuutta. LLC tarjoaa hyvät säätömahdollisuudet ja perinteisiä topologioita paremman hyötysuhteen konverterisovelluksissa (kuva 2.2).

Aiemmista tutkimuksista saadaan viitteitä, että tutkittavalla topologiolla voisi olla mahdollista parantaa hyötysuhdetta ja ainakin konverterikäytössä sillä on saatu hyviä tuloksia.

2.2 Puolisiltainvertteri

Invertterit ovat vaihtosuuntaajia, joilla muunnetaan tasasähkö vaihtosähköksi. Tässä vaihtosuuntaus toteutetaan kahdesta tehokytkimestä muodostetulla puolisolitykennällä (Kuva 2.3).



Kuva 2.3 Puolisiltainvertterin periaatekuva.

Kuvan 1.1 kytkimet Q_1 ja Q_2 ovat tehokytкимиä, joiden ohjaussignaaleilla voidaan muokata lähtöjännitteen ja -virran taajuutta. Kytkimiä ohjattaessa symmetrisesti 50 % pulssisuhteella on lähtöjännite kantiaaltoa. Diodit ovat kytkinten nolladiodeja, jotka toimivat virran kulureittinä ja suojaavat kytkimiä. Kondensaattorit C_1 ja C_2 luovat jännitteelle nollapisteen tulojännitteen puoliväliin, jolloin lähtöjännitteestä saadaan kaksipuoleista. Kondensaattorit toimivat myös energiavarastoina ja suodattavat tulojännitettä.

Puolisiltainvertterin vaihtoehtoinen kytkentä on kokosiltainvertteri, joka on yleisemmin käytetty kytkentämalli. Kokosiltainvertteri on toteutettu neljällä kytkimellä, puolisolilan kahden sijaan, joten valitaan käytettäväksi topologiaksi puolisolilta, koska siinä on vähemmän aktiivisia ja häviöitä tuottavia komponentteja.

2.3 Resonanssipiirit

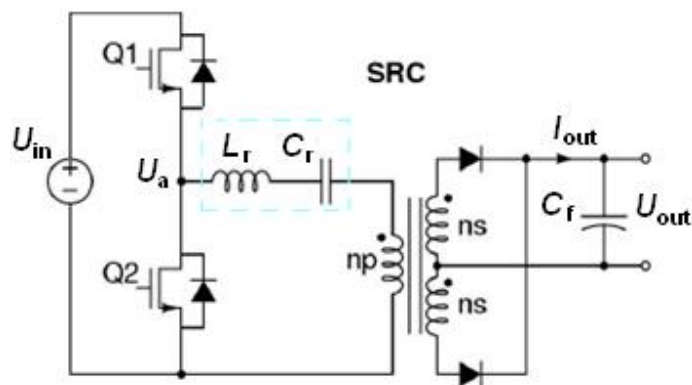
Korkea kytkentätaajuus, pieni koko ja pienet häviöt ovat nykypäivän tehonmuokkauksessa avainsanoja. Kovassa kytkennässä kytkimen on kyettävä katkaisemaan suuriakin virtoja sen

ylitse olevan jännitteen ollessa suuri. Tämä johtaa suureen kytkimen rasitukseen, nopeaan jännitteen nousuun ajansuhteen (dU/dt), suuriin magneettisiin häiriöihin sekä korkeisiin häviöihin kytkentähetkillä. Kytkentätaajuuden noustessa näiden epäideaalisuuksien merkitys kasvaa huomattavasti. Pehmeällä kytkennällä on jo useiden vuosien ajan pienennetty näiden epäideaalisuuksien merkitystä ja mahdollistettu korkeamman kytkentätaajuuden käyttö.

Pehmeä kytkentä, eli kytkeminen jännitteen (ZVS) tai virran (ZCS) nollakohdissa. Kovaan kytkentään verrattuna se pienentää häviöitä, kytkimien rasitusta ja mahdollistaa korkeamman taajuuden käytön. Resonanssipiireillä muokataan jännitettä ja virtaa siten, että luodaan kytkimille pehmeän kytkennän olosuhteet. Tyypillisimmät käytetyt topologiat ovat sarjaresonanssi (SRC), rinnanresonanssi (PRC) sekä näiden yhdistelmä LLC. Näihin on lyhyt katsaus seuraavissa kappaleissa.

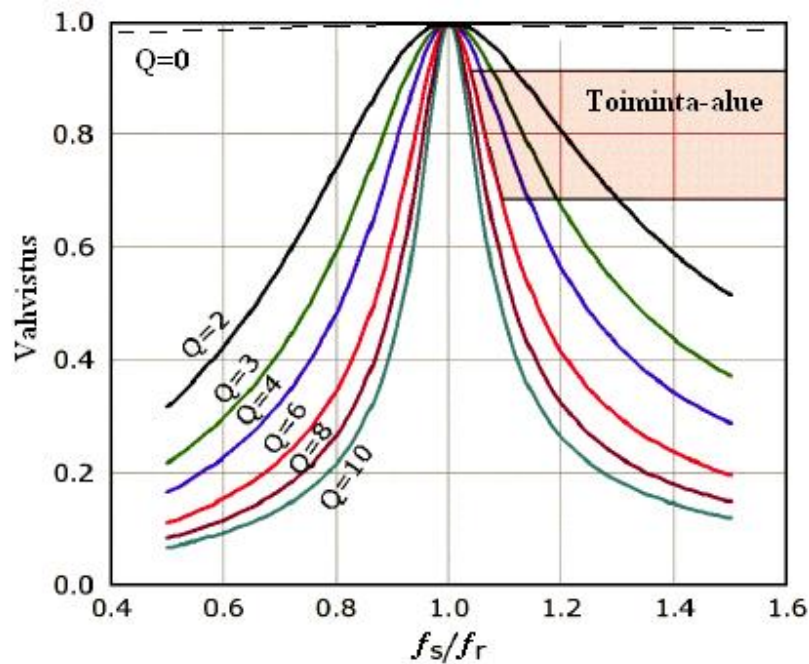
2.3.1 Sarjaresonanssiipiiri

Sarjaresonanssiipiirissä (SRC, Series Resonant Circuit) resonanssitankin muodostavat sarjakytketyt kapasitanssi ja induktanssi, joka on sarjakytkettynä myös kuorman kanssa (kuva 2.4).



Kuva 2.4. Sarjaresonanssi-invertterin kytkentä (Bo 2004).

SRC piirissä resonanssitankin muodostavat sarjainduktanssi L_r ja -kapasitanssi C_r . Kuorma ja resonanssitankki muodostavat jännitteenjaon, jolloin piirin jännitevahvistus on aina alle yhden. Tyypilliset jännitevahvistusominaisuudet SRC piirille on esitetty kuvassa 2.5.



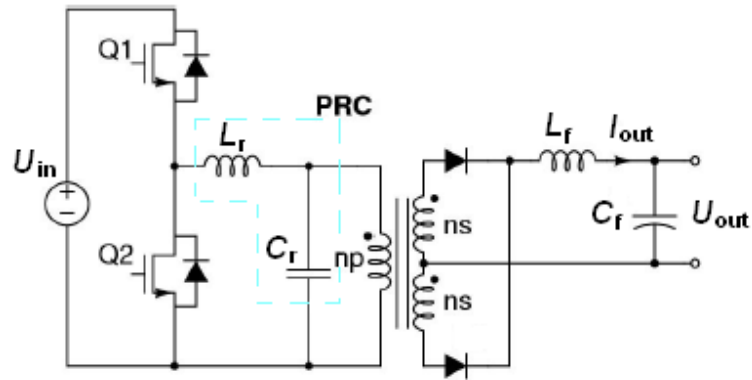
Kuva 2.5. SRC piirin jännitevahvistusominaisuuksien kuvaaja taajuuden ja kuormituksen funktiona. Kuvasta nähdään että, SRC piirin vahvistus on aina alle 1 ja maksimi vahvistus on resonanssitaajuudella (Bo 2004).

Resonanssipiirin häviöt ovat pienimmillään toimittaessa resonanssitaajuudella, jolloin SRC piirin vahvistus on alle yhden (kuva 2.5). Normaalkäyttöolosuhteissa olisi häviöiden kannalta edullista suunnitella piiri toimimaan resonanssitaajuudella, jolloin SRC piiri kykenee vain heikentämään jännitettä, eikä pysty säätämään sitä tulojännitteen pudotessa. SRC piirin ei myöskään kykene säätämään jännitettä kuorman ollessa hyvin pieni, tämä vastaa kuvan 1.3 tilannetta kun $Q = 0$, jolloin jännitevahvistus olisi vaakasuora viiva. SRC piirin hyvä ominaisuus on sen mahdollisuus oikosulkutilanteen hallintaan, jolloin taajuutta muuttamalla saadaan piirin vahvistus hyvin pieneksi (Kuvassa 1.3 kun Q on suurempi kuin 10) (Steigerwald 1988).

SRC piirissä kytkentätaajuuden ollessa suurempi kuin resonanssitaajuus, luo se kytkimille ZVS-olosuhteet ja toimitaan kuvan 2.5 oikealla puolella. Yleisesti toimitaan ZVS-alueella jos tasajännitevahvistuskäyrän kulmakerroin on negatiivinen ja ZCS alueella, kun kulmakerroin on positiivinen. Kuvan vasemmalla puolella ollaan ZCS alueella, jolloin kytkentätaajuus on pienempi kuin resonanssitaajuus (Bing Lu 2006).

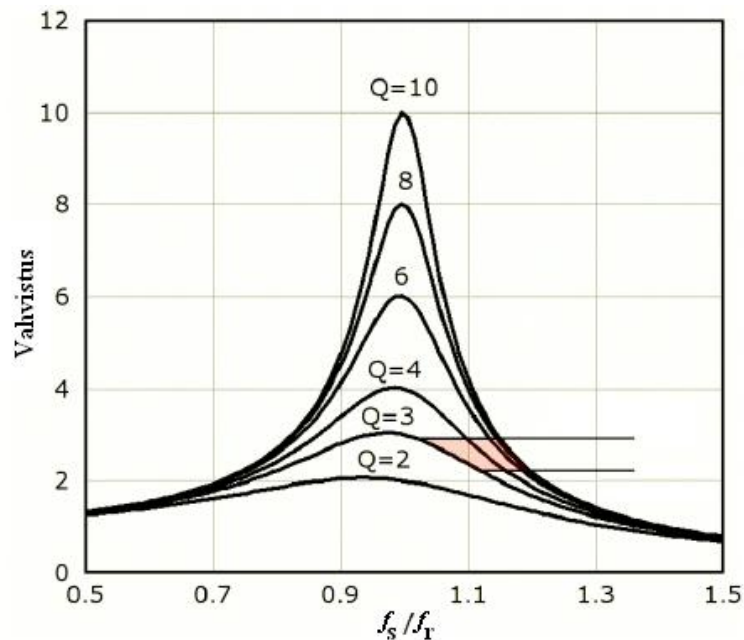
2.3.2 Rinnakkaisresonanssiipiiri

Rinnakkaisresonanssiipiirissä (PRC, Parallel Resonant Circuit) resonanssipiirin kela L_r ja kondensaattori C_r ovat sarjassa toisiinsa nähden ja resonanssikondensaattori on rinnan kuorman ja magnetointi-induktanssin kanssa (Kuva 2.6).



Kuva 2.6. Rinnakkaisresonanssi-invertterin kytkentä (Bo 2004)

PRC piiri poikkeaa SRC piiristä siten, että resonanssikapasitanssi on nyt kytketty rinnan kuorman kanssa, jolloin se toimii jännitelähteen tavoin ja sillä voidaan joko vahvistaa tai heikentää jännitettä. Jännitteen vahvistus kuorman ja taajuuden funktiona on esitetty kuvassa 2.7.



Kuva 2.7. PRC piirin jännitevahvistuksen kuvaaja (Bo 2004).

Kuvasta 2.7 havaitaan, että PRC piiri kykenee vahvistamaan tai heikentämään tulojännitettä taajuuden funktiona. Resonanssitankin impedanssi on pienimmillään toimittaessa resonanssitaajuudella, jolloin myös häviöt ovat pienimmillään. Jännittevahvistus resonanssitaajuudella on voimakkaasti kuormasta riippuvainen (Kuva 2.7), jolloin normaalikäyttöolosuhteissa olisi kytkentätaajuutta muutettava kuorman muuttuessa. Nyt tarkoituksena on suunnitella laite, jonka kuorma saattaa vaihtua hyvinkin tiheään, joten PRC topologian käyttö resonanssitaajuudella edellyttäisi jatkuvaa kytkinten säätöä normaalikäyttöolosuhteissakin.

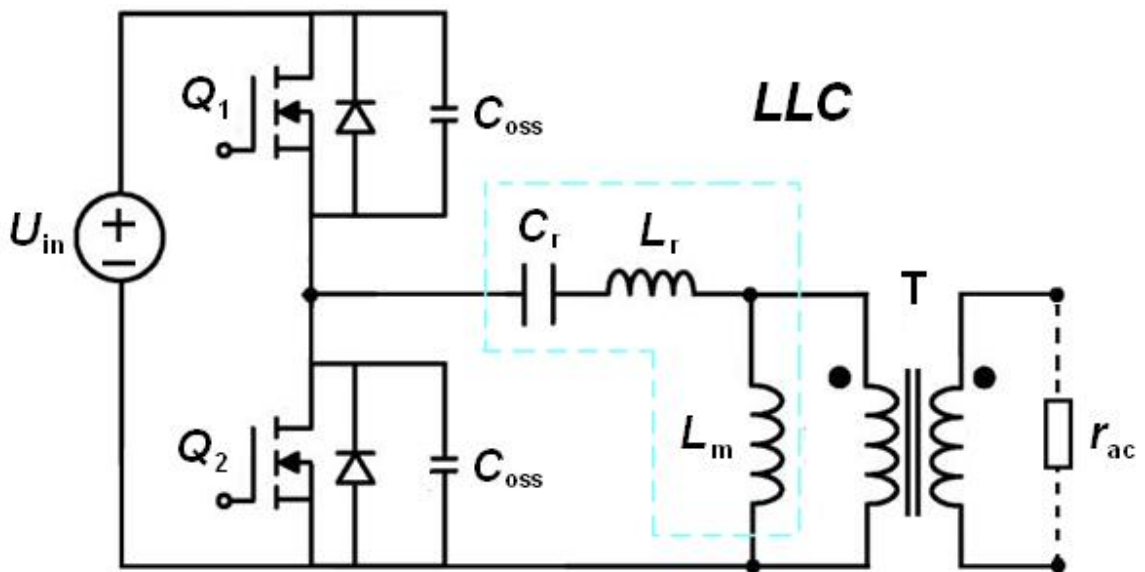
PRC piirin etuna on sen luonnollinen oikosulkuvirran rajoitus. Oikosuljetaessa ensiön resonanssikapasitanssi toimii resonanssikelan impedanssi oikosulkuvirtaa rajoittavana komponenttina (Mohan 2003).

2.4 LLC-resonanssipiiri

LLC on sovellus sarja-rinnanresonanssitopologiasta. Kytkentä yhdistää rinnan- ja sarjaresonanssi piirien hyviä puolia ja kumoaa huonoja puolia.

2.4.1 Kytkentä

LLC-piiri muodostuu sarjaan kytketyistä resonanssikelasta L_r ja -kondensaattorista C_r , sekä kuorman kanssa rinnankytketystä magnetointikelasta (Kuva 2.8).



Kuva 2.8. LLC kytkentä. Viivoitettu alue kuvaa resonanssikomponentteja.

Kytkenän kapasitanssit C_{oss} ovat transistorikytkimien hajakapasitanssit ja muuntaja T on tässä periaatekuvassa ideaalinen muuntaja. Kuormaa vastaa magnetointikelan ja muuntajan kanssa rinnankytketty ekvivalenttinen vastus r_{ac} .

LLC-kytkennässä on mahdollista integroida magnetointi-induktanssi sekä resonanssi-induktanssi muuntajaan, jolloin piirin lisättäviksi passiivisiksi komponenteiksi jää ainoastaan resonanssikondensaattori C_r . Integroimalla komponentit osaksi muuntaja voidaan mahdollisesti pienentää piirin häviöitä ja kustannuksia. Integroinnissa resonanssi-induktanssina toimii muuntajan hajainduktanssit. Tämän työn yhteydessä ei siihen perehdytä tarkemmin, vaan tyydytään toteamaan, että se on mahdollista (Adragna 2008b) ja vaatii lisätutkimusta.

2.4.2 Toiminta

LLC-piirille on ominaista kaksi eri resonanssitaajuutta. Ensimmäinen taajuus muodostuu resonanssikomponenteista ja toisella taajuudella magnetointi-induktanssi osallistuu resonanssiin. Tajuudet saadaan laskettua yhtälöistä (Bo Yang 2004)

$$f_{r1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (2.01)$$

ja

$$f_{r2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{(L_r + L_m) \cdot C_r}}. \quad (2.02)$$

Muita tyypillisiä piirin toimintaan vaikuttavia parametrejä ovat laatukerroin Q , induktanssisuhde L_n , piirin ominaisimpedanssi Z_0 sekä normalisoitu taajuus f_n , joille voidaan johtaa yhtälöt (Bo Yang 2004)

$$Q = \frac{Z_0}{r_{ac}}, \quad (2.03)$$

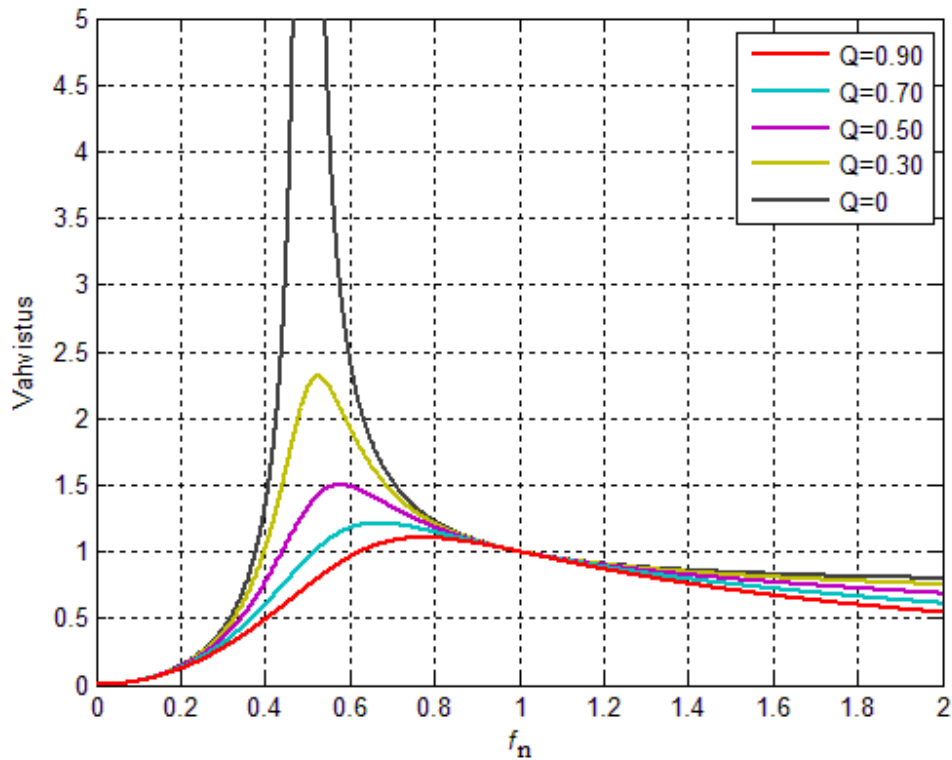
$$L_n = \frac{L_m}{L_r}, \quad (2.04)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2.05)$$

ja

$$f_n = \frac{f_{sw}}{f_r}. \quad (2.06)$$

jossa r_{ac} on kuorman ekvivalentti impedanssi redusoituna ensiöön. Laatukerroin Q on tulon ja lähdön impedanssisuhde ja L_n on magnetointikelan ja resonanssikelan induktanssien suhde. Kuvassa 2.9 on esitetty kytkennän tasajännitevahvistus eri laatukertoimen arvoilla.



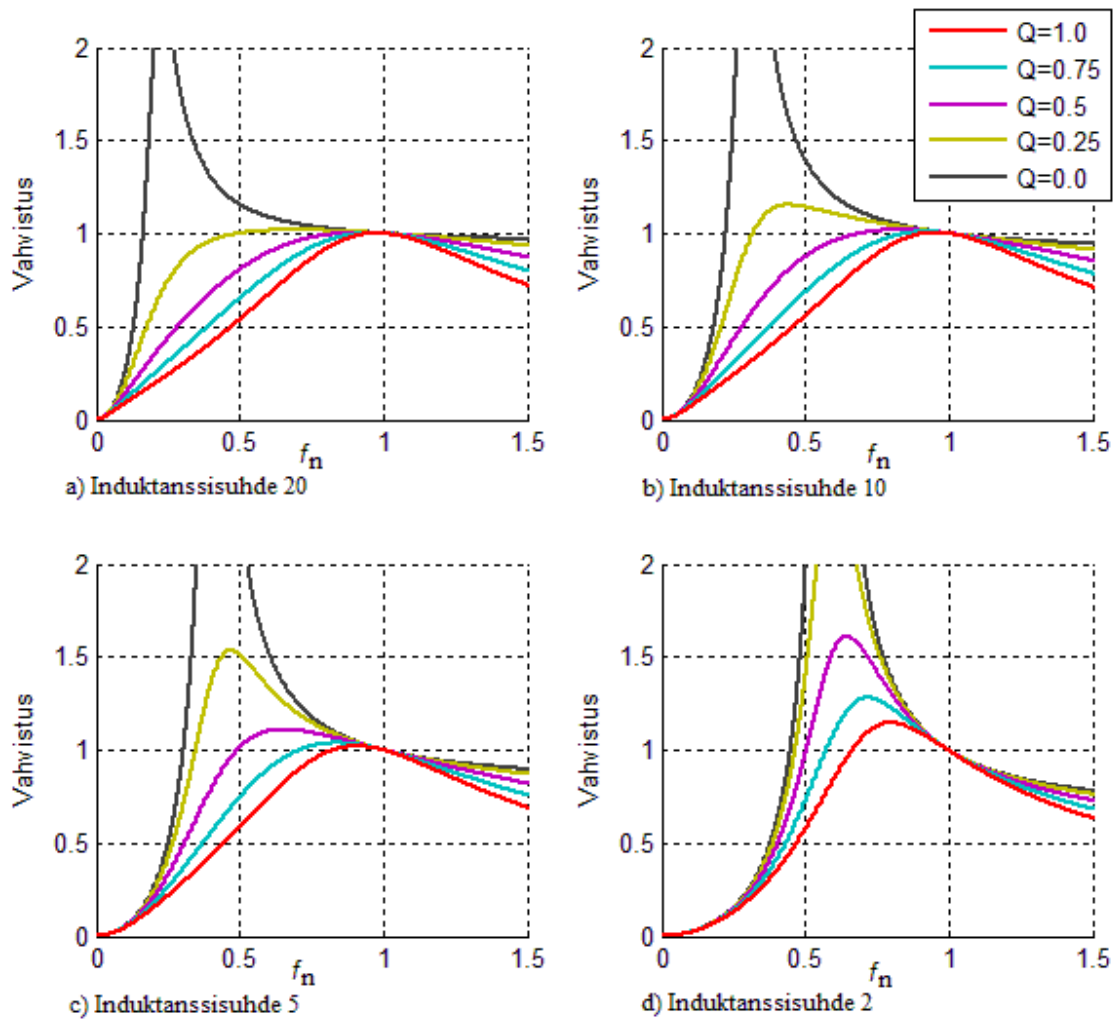
Kuva 2.9. DC-vahvistus eri laatukerroin Q arvoilla ja induktanssisuhteen arvolla 3. $Q = 0.0$ kuvaa tilannetta ilman kuormitusta tai hyvin pienellä kuormalla. Vaaka-akselilla on resonanssi taajuuden suhteen normalisoitu kytkentätaajuus.

Kytettäessä LLC-piiriä resonanssitaajuudella on sen vahvistus aina yksi (Kuva 2.9). Tulojännitettä on mahdollista vahvistaa tai heikentää tulojännitteen muuttuessa ja normaaliolosuhteissa se voidaan mitoittaa toimimaan resonanssitaajuudella, jolloin kuorma ei vaikuta jännitevahvistukseen.

Kuvaajasta havaitaan myös, että resonanssitaajuudella ja sen ympäristössä on jännitevahvistuksen kulmakerroin negatiivinen, joka on edellytys kytkimien ZVS-olosuhteille.

LLC:n dc-vahvistuskuvaajaa verrattaessa SRC ja PRC piireihin havaitaan, että kytettäessä resonanssitaajuutta suuremmalla taajuudella toimii piiri SRC:n tavoin ja kytettäessä pienemällä taajuudella toimii se PRC:n tavoin.

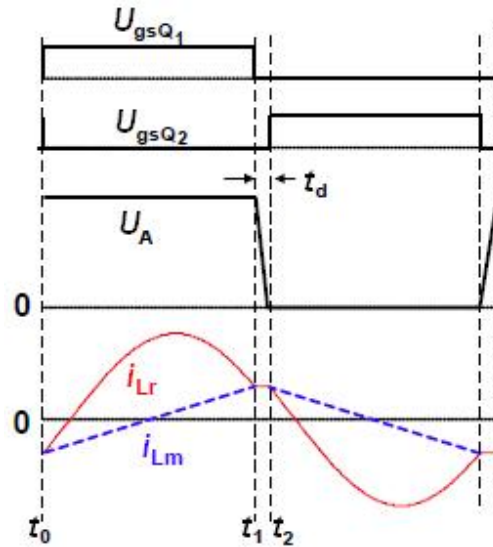
Induktanssisuhde L_n on resonanssikelan ja magnetointikelan induktanssien suhde. Sen vaikutus huippuvahvistuksen paikkaan on esitetty alla olevassa kuvassa 2.10.



Kuva 2.10a-d. DC-vahvistus eri induktanssisuhteen ja laatuarvon arvoilla.

Kuvasta 2.10 havaitaan, että induktanssisuhteen muuttaminen vaikuttaa huippuvahvistuksen sijaintiin sekä vahvistuskäyrän kulmakertoimeen jo resonanssitaajuuden tuntumassa. Pehmeän kytkennän edellytyksenä on vahvistuksen negatiivinen kulmakerroin, jolloin toimitaan induktiivisella alueella ja resonanssipiirin virta on jännitettä jäljessä.

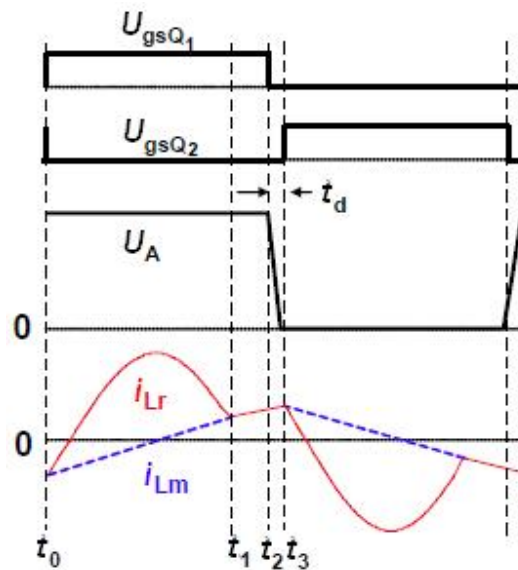
Kytentätaajuutta muuttamalla on mahdollista reguloida lähtöjännite halutulle tasolle. Piirin virrat käyttäytyvät kuitenkin eri tavoin toimittaessa yli tai alle resonanssitaajuuden. Piirin virtojen teoreettinen käyttäytyminen kytentäjaksen aikana ja eri taajuusalueilla on esitetty kuvissa 2.11, 2.12 ja 2.13.



Kuva 2.11. Kuvassa on esitetty piirin virrat kun kytketään resonanssitaajuudella. i_{Lr} on resonanssipiirin virta ja i_{Lm} on magnetointi induktanssin virta. U_{gsQ1} ja U_{gsQ2} ovat kytkimien ohjaussignaalit ja U_a on kytkimen 2 yli oleva jännite (Ya 2007).

Kuvasta 2.11 havaitaan että, resonanssipiirin virta saavuttaa magnetointivirran huippuarvon ensimmäisen puolijakson lopussa, jolloin magnetointikela osallistuu resonanssitaajuuteen ja virrat resonoivat samalla taajuudella. Sama ilmiö, eli toisen resonanssitaajuuden ilmeneminen virroissa, on havaittavissa myös muilla taajuusalueilla kytkettäessä (Bo 2004).

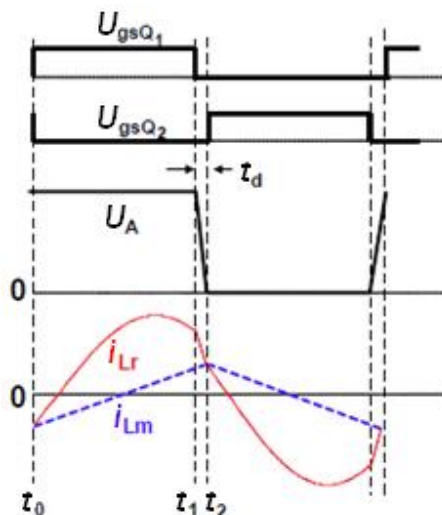
Kuvassa 2.12 on esitetty piirin virrat kun kytketään resonanssitaajuutta pienemmällä taajuudella.



Kuva 2.12. Kuvassa LLC-piirin virrat kun kytkentätaajuus on pienempi kuin resonanssitaajuus (Ya 2007).

Kytettäessä alle resonanssitaajuuden saavuttaa resonanssiin virta magnetointivirran ennen puolijakson päättymistä ja virrat resonoivat keskenään pidemmän aikaa. Kuvasta 2.12 nähdään myös, että magnetointivirta määrittelee kytkentähetkien virran suuruuden.

Piirin virrat, kytkentätaajuuden ollessa resonanssitaajuutta suurempi, on esitetty kuvassa 2.13.

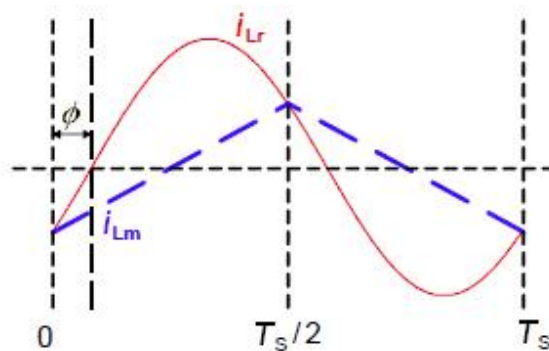


Kuva 2.13. Kuvassa on esitetty piirin virrat kytkentätaajuuden ollessa resonanssitaajuutta suurempi (Ya 2007).

Kytettäessä resonanssitaajuutta suuremmalla taajuudella ei toinen resonanssitaajuus näy piirin virroissa. Puolijakson lopussa ja kytkimen pois kytkentä hetkellä resonanssivirta on magnetointivirtaa huomattavasti suurempi ja aiempiin toimintatiloihin nähden aiheuttaa suuremman rasituksen kytkimille.

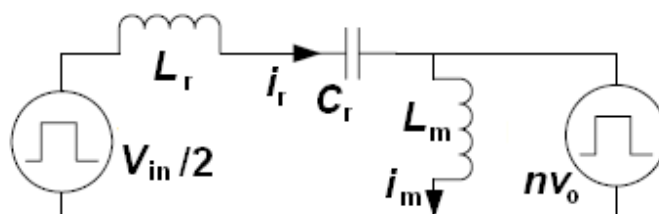
2.4.3 Toiminta resonanssitaajuudella

Normaaliolosuhteissa kytketään resonanssitaajuudella, jolloin piirin virrat käyttäytyvät kuvan 2.11 mukaisesti. Jättämällä kuollut aika huomiotta ja olettamalla että, teho siirtyy pääasiassa päätaajuuskomponentin taajuudella, on resonanssivirta sinimuotoista ja magnetointivirta kolmiota kuvan 2.14 mukaisesti.



Kuva 2.14. Piirin virrat resonanssitaajuudella, kun ei oteta huomioon kuollutta aikaa tai harmonisia komponentteja (Ya 2007).

Resonanssitaajuudella on resonanssi-piirin virta sinimuotoista ja magnetointivirta kolmiota. Virrat ovat kuitenkin eri vaiheessa kuvan 2.14 mukaisesti. Piirin ekvivalenttinen kytkentä resonanssitaajuudella on esitetty kuvassa 2.15.



Kuva 2.15. LLC-piirin ekvivalenttinen kytkentä resonanssitaajuudella (Bing 2006).

Resonanssiin virta i_{Lr} voidaan esittää yhtälöllä (Ya Liu 2007)

$$i_{Lr}(t) = \sqrt{2}I_{\text{rms}_p} \sin(\omega_0 t + \varphi) \quad (2.07)$$

Jossa I_{rms_p} on resonanssitankin rms-virta, ω_0 on resonanssikulmataajuus ja φ on resonanssitankin virran vaihesiirto magnetointivirtaan nähden. Resonanssitaajuudella lähtöjännite purkaa ja varaa magnetointi-induktanssin yhden puolijakson aikana, jolloin magnetointivirta voidaan esittää yhtälöillä (Ya Liu 2007)

$$i_{Lm}(t) = -i_{Lm_m} + \frac{nU_0}{L_m}(t - NT_s), \text{ kun } NT_s \leq t < \left(N + \frac{1}{2}\right)T_s \quad (2.08)$$

ja

$$i_{Lm}(t) = i_{Lm_m} - \frac{nU_0}{L_m} \left(t - \left(N + \frac{1}{2} \right) T_s \right),$$

$$\text{kun } \left(N + \frac{1}{2} \right) T_s \leq t < (N + 1)T_s \quad (2.09)$$

jossa i_{Lm_m} on magnetointivirran huippuarvo, n on muuntosuhde, T_s on jaksonaika ja N on kokonaisluku. Magnetointivirran huippuarvo i_{Lm_m} voidaan laskea yhtälöllä (Ya Liu 2007)

$$i_{Lm_m} = \frac{nU_0 T_s}{L_m 4}. \quad (2.10)$$

Kuvasta 2.14 havaitaan, että jokaisen jakson alussa on magnetointivirta yhtä suuri kuin resonanssitankin virta, jolloin se voidaan esittää yhtälöllä

$$i_{Lr}(t_0) = \sqrt{2}I_{\text{RMS}_p} \sin(\varphi) = -\frac{nU_0 T_s}{L_m 4}. \quad (2.11)$$

Muuntajan toision virta on magnetointivirran ja resonanssitankin virran erotus, jolloin pätee yhtälö (Ya Liu 2007)

$$\frac{\int_0^{\frac{T_s}{2}} \left(\sqrt{2} I_{\text{RMS}_P} \sin(\omega_0 t + \varphi) + \frac{n U_0 T_s}{L_m} - \frac{n U_0}{L_m} t \right) dt}{T_s/2} = \frac{U_0}{n R_L}. \quad (2.12)$$

jossa R_L on kuorman resistanssi. Tästä voidaan johtaa resonanssitankin RMS virta

$$I_{\text{RMS}_P} = \frac{1}{4\sqrt{2}} \frac{U_0}{n R_L} \sqrt{\frac{n^4 R_L^2 T_s^2}{L_m^2} + 4\pi^2}. \quad (2.13)$$

Toision virrat voidaan esittää vastaavasti yhtälöillä (Ya Liu 2007)

$$I_{\text{RMS}_S} = \sqrt{\frac{\int_0^{\frac{T_s}{2}} (i_{Lr}(t) - i_{Lm}(t))^2 dt}{T_s/2}} \quad (2.14)$$

ja

$$I_{\text{RMS}_S} = \frac{\sqrt{3}}{24\pi} \frac{U_0}{R_L} \sqrt{\frac{(5\pi^2 - 48)n^4 R_L^2 T_s^2}{L_m^2} + 12\pi^4}. \quad (2.15)$$

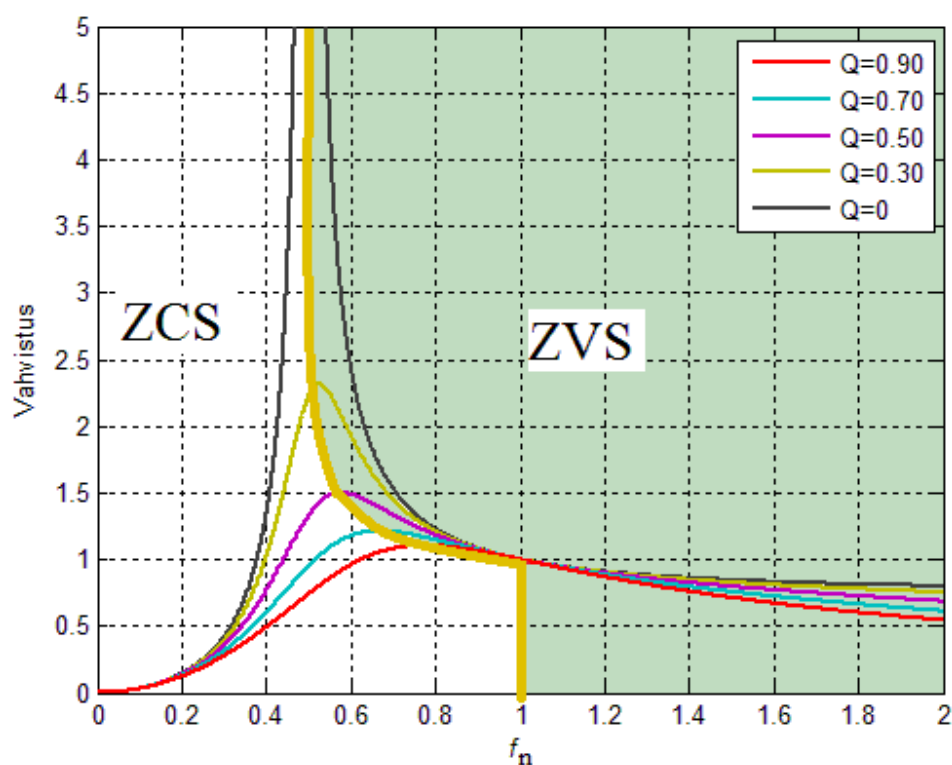
Ensiö- ja toisiovirtojen yhtälöistä voidaan havaita, että magnetointi-induktanssi yksinomaan määrittelee niiden RMS virrat ja siten johtavuustilan häviöt. Magnetointi-induktanssi määrittää myös häviöt kytkentähetkillä, jolloin sen optimaalinen suunnittelu hyvin oleellinen osa LLC-resonanssiipiiriä suunnitellessa.

2.5 Pehmeäkytkentä

ZVS/ZCS, eli nolajänniteellä/-virralla kytkentä, termillä tarkoitetaan kytkinten kytkemistä hetkellä jolloin sen ylitse oleva jännite/virta on nolla, eli ns. ”pehmeä kytkentä”. Jännitteen

ja/tai virran ollessa nolla kytkimen ylitse on sen, kirchoffin lakien mukaan, tehohäviö myös nolla.

LLC-piirillä on tarkoituksena luoda kytkimille ZVS- tai ZCS-olosuhteet. Piiri toimii eri taajusalueilla toimittaessa hieman eri tavalla. Kuvassa 2.16 on esitetty ZVS- ja ZCS-alueet DC vahvistus kuvaajassa. DC vahvistuksen kulmakertoimen ollessa negatiivinen toimitaan ZVS-alueella (Bing 2006).

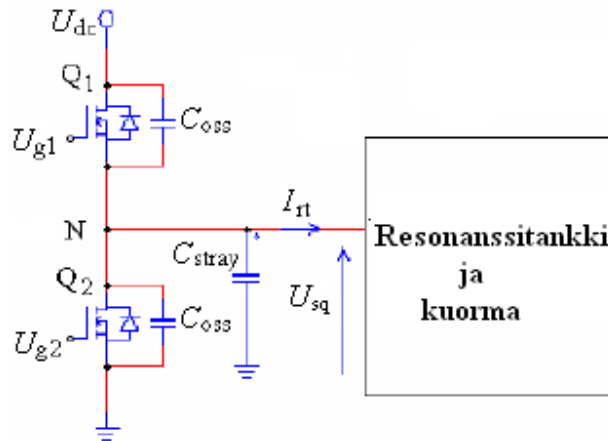


Kuva 2.16. Pehmeän kytkennän alueet dc-vahvistus kuvaajassa. Q-arvo kuvaa kuormitusta.

Kuvasta 2.16 havaitaan että, kytchentäaajuutta muuttamalla on LLC-resonanssiipiirillä mahdollista vahvistaa tai heikentää jännitettä kuormituksen ja/tai tulojännitteen muuttuessa ja säilyttää kytkimille pehmeän kytkennän olosuhteet. Resonanssitaajuudella on vahvistuksen kulmakertoimen negatiivinen, jolloin kytkimiä on mahdollista kytkeä pehmeästi. Piiri on resonanssitaajuudella myös immuuni resistiivisen kuorman muutoksille.

2.5.1 ZVS-ehtoja

1. Negatiivinen vahvistuksen kulmakerroin ei yksinään riitä luomaan pehmeän kytkennän olosuhteita kytkimille. Puolisillan keskipisteen N hajakapasitanssi on ladattava ja purettava muutosilojen välissä, eli kuolleen ajan aikana (kuva 2.14).



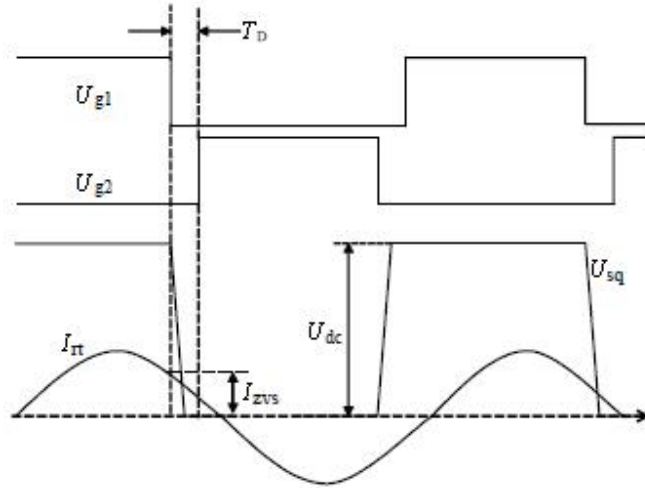
Kuva 2.17. Ensioipiiri kuolleen ajan aikana, jossa C_{oss} on kytkimien hajakapasitanssit ja C_{stray} on resonanssitankin hajakapasitanssi (Simeone 2006).

Kuvassa 2.17 pisteen N kokonaishajakapasitanssi C_{zvs} voidaan esittää yhtälöllä (Bing 2006)

$$C_{zvs} = 2 \cdot C_{oss} + C_{stray}. \quad (2.16)$$

Jossa C_{stray} on muuntajan ja resonanssitankin kapasitanssi, jonka arvioidaan tässä olevan 100 – 200 pF luokkaa.

2. Resonanssitankin virran on oltava jännitettä jäljessä, eli piirin on toimittava induktiivisella alueella, jotta kytkimet suljettaessa virta kykenee purkamaan kytkimien hajakapasitanssit.
3. Virran on oltava jäljessä riittävästi, jotta se ei vaihda merkkiä kuolleen ajan aikana, jolloin pisteen N jännite ei oskilloi kuolleen ajan aikana. Kuvassa 2.18 on esitetty piirin toiminta ZVS-olosuhteissa.



Kuva 2.18. Resonanssipiirin toiminta ZVS-olosuhteissa (Simeone 2006).

Kuvasta 2.18 on havaittavissa, että piirin virta on kytkinten pois kytkentä hetkellä riittävä eikä virta vaihda merkkiä kuolleen ajan aikana.

Energia kokonaishajakapasitanssin purkamiseen tai lataamiseen kuolleen ajan aikana otetaan resonanssitankista. Oletetaan piirin virran olevan suunnilleen vakio lyhyen kuolleen ajan aikana, jolloin saadaan virralle I_r minimiarvo I_{r_min} , ajanhetkellä jolloin toinen kytkimistä kytketään pois päältä. Tilannetta kuvaa yhtälö (Adragna 2008a)

$$I_{r_min} = \frac{C_{ZVS} U_{in}}{t_d} \quad (2.17)$$

Resonanssipiirin virran, kytkimien pois kytkentä hetkellä, on siis oltava kaikissa olosuhteissa suurempi kuin I_{r_min} , jotta kytkimien pehmeän kytkennän olosuhteet ovat mahdolliset.

Magnetointi-induktanssille saadaan johdettua maksimiarvo yhtälöistä (2.17) ja (2.21)

$$L_m \leq \frac{T_s \cdot t_d}{8 \cdot C_{ZVS}} \quad (2.18)$$

Laatuarvon Q valinta perustuu tarvittavaan jännitevahvistukseen piirin kokotoiminta alueella. Nyt kuitenkin resonanssiipiiriltä ei vaadita jännitevahvistusta ja konvertteri toimii resonanssitaajuudella, joten valitaan sopivat komponentit pääasiassa simulointien perusteella.

2.6 Tehohäviöt ja hyötysuhde

Kytkimien tehohäviöitä arvioidaan pääasiassa johtavuustilassa, koska nollajännite kytkennästä ei ole tarkkaa tietoa, eikä tämän työn puitteissa ollut mahdollista käytännössä niitä mitata. Kytkennät tapahtuvat nollajännitteellä ja virta kytkentähetkillä on 0.5 A, jolloin kytkentähetkien tehohäviöiden voidaan olettaa olevan pienet johtavuustilan häviöihin verrattuna. Sovellukseen sopiville kytkimille on tehty tehohäviövertailu osiossa 6.5.3, jossa on esitetty yhtälöt johtavuustilan häviöille. MOSFET:n johtavuustilan häviöitä voidaan arvioida yhtälöllä (6.1). Vaatimukset täyttävän mosfetin johtavuustilan häviöt olisivat 4 – 27 W. IGBT kytkimille johtavuustilan häviöiksi arvioitiin 8 – 11 W. MOSFET:lle käytettiin johtavuustilan resistanssina 0.3 – 2.0 Ω ja IGBT:lle kollektori-emitteri kynnyksjännitettä 2 – 3V.

2.6.1 Passiiviset komponentit

Resonanssikelan häviöitä on mahdotonta arvioida tässä vaiheessa tarkasti ja oletetaan häviöiden olevan 1 – 3 W (Nuutinen 2007).

Kondensaattorin häviöteho voidaan laskea yhtälöllä (2.19) (Nerg 2009), kun otetaan huomioon eritaajuuskomponenttien vaikutus häviöihin.

$$P_{H_kond} = \sum_n R_n I_n^2 \quad (2.19)$$

Jossa R_n on kondensaattorin resistanssi tietyllä taajuudella. Nyt oletetaan signaalissa olevan vain kytkentätaajuuden komponentti. Resonanssikapasitanssin häviöitä arvioidaan sopivan komponentin datalehden avulla. Valittiin komponentiksi Epcos B32653A2153 15 nF, jonka ilmoitettu häviökulman tangentti $\tan \delta_n$ kulmataajuudella 100 kHz on 2.0e-4. Kondensaattorin resistanssi saadaan laskettua yhtälöllä (Mohan 2003)

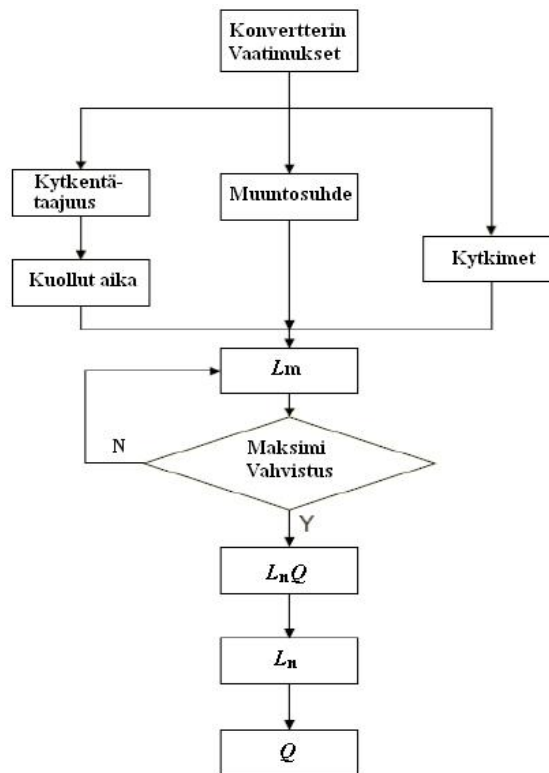
$$R_n = \frac{1}{\omega_n C} \tan \delta_n. \quad (2.20)$$

Jossa C on kondensaattorin kapasitanssi ja ω_n on kulmataajuus. Sijoittamalla arvot yhtälöön (2.20) saadaan resistanssiksi $R_n = 0.0152 \Omega$. Sijoittamalla tämä yhtälöön (2.19) saadaan häviötehoksi $P_{H_{kond}} = 0.14 \text{ W}$.

Resonanssipiirin tehohäviöt jäävät varovaisen arvion mukaan 20 W, joka on noin 2 % syötetystä tehosta jolloin hyötysuhteeksi saataisiin 98 %. Tehohäviöarvio tällä hetkellä on kuitenkin vain arvaus, koska kytkimien johtavuustilan häviöt vaihtelevat lähteestä ja laskenta tavasta riippuen ja pehmeän kytkennän tehohäviöistä ei löytynyt riittävästi tietoa tarkemman laskennan tekemiseksi.

2.7 LLC – Mitoitus

Mitoituksen tavoitteena on minimoida johtavuustilan häviöt normaalikytkentäolosuhteissa, sekä luoda pehmeän kytkennän olosuhteet mahdollisimman laajalle kuormitusalueelle. Mitoitusprosessi on esitetty alla olevassa lohkoaviossa.



Kuva 2.19. Suunnittelumetodin lohkokaavio

Mitoitus on hyvin suoraviivainen ja tärkeimpinä suunnitteluparametreina ovat magnetointi-induktanssi L_m , laatuarvo Q , kytkimien hajakapasitanssit, kytkeä- ja resonanssitaajuus sekä induktanssisuhde L_n . Resonanssitaajuudella toimittaessa on suunnitteluprosessi hieman yksinkertaisempi, koska piirin vahvistus on aina 1. Induktanssisuhde ja laatuarvo vaikuttavat lähinnä piirin jännitevahvistus alueeseen, joten niiden tarkempi suunnittelu ei tässä ole tarpeellista.

2.7.1 Magnetointi-induktanssi ja taajuus

Magnetointi-induktanssin koko määrittelee magnetointivirran suuruuden ja häviöt ensiön kytkimissä. Magnetointi-induktanssin on oltava mahdollisimman suuri, jotta virta kytkeähetkellä saadaan mahdollisimman pieneksi. Magnetointivirran huipun on oltava kuitenkin riittävän suuri, jotta se kykenee purkamaan ja varaamaan kytinten hajakapasitanssin kytinten kuolleen ajan aikana.

Magnetointivirran huippuarvolle, ZVS-olosuhteet huomioon ottaen, saadaan johdettua yhtälö

$$I_{\text{pk}} \geq \frac{U_{\text{in}} \cdot C_{\text{zvs}}}{t_{\text{dead}}}. \quad (2.21)$$

Jossa U_{in} on tulojännite, C_{zvs} on kytkinten välisen pisteen kokonais kapasitanssi ja t_{dead} on kuollut aika kytkinten kytkennän välissä. Ottamalla huomioon pehmeän kytkennän vaatimukset saadaan yhtälöistä (2.17) ja (2.21) johdettua magnetointi-induktanssille maksimiarvo

$$L_{\text{m}} \leq \frac{T_{\text{s}} \cdot t_{\text{dead}}}{8 \cdot C_{\text{zvs}}}. \quad (2.22)$$

Jossa jaksonaika on taajuuden käänteisluku. Optimaalinen koko magnetointi-induktanssille saadaan, kun se on täsmälleen yhtälön (2.22) suuruinen, jolloin ZVS-ehdot täyttyvät ja magnetointivirta on mahdollisimman pieni.

Valittu kytkentätaajuus on 140 kHz, jonka käänteisluvusta saadaan kytkentäjaksonaika T_{s} . Reaalisten MOSFET:ien hajakapasitanssit ovat 35-120 pF väliltä ja valitaan nyt sopivaksi arvoksi 50 pF. Muuntajan ja resonanssipiirin yli olevaksi hajakapasitanssiksi arvioidaan 100 pF. Jolloin kytkinten välisen pisteen kokonaishajakapasitanssiksi C_{zvs} saadaan 200 pF. Kuolleelle ajalle t_{d} arvioidaan sopivaksi arvoksi 400 ns (Ya Liu 2007).

Sijoittamalla edellä lasketut arvot yhtälöön (2.22) saadaan magnetointi-induktanssin maksimi arvoksi $L_{\text{m-max}} = 1.8$ mH. Valitaan käytettäväksi magnetointi-induktanssille arvoa 1.7 mH. Mitoitetaan kuollut aika myös hieman pidemmäksi ja valitaan sille arvoksi $t_{\text{d}} = 429$ ns, joka on noin 6 % jaksonajasta.

2.7.2 Laatukertoimen Q mitoitus

Laatukerroin Q , eli tulon ja lähteen impedanssisuhde, vaikuttaa LLC-piirin jännitevahvistukseen, kun toimitaan resonanssitaajuudesta poikkeavalla taajuudella (kuva 2.9). Q arvon valintaan vaikuttaa tulojännitteen vaihtelun tarvittava kompensointi. Nyt Jännitteenvaihtelu kom-

pensoidaan toision kytkinten pulssintiheysmodulaatiolla, joten sen tarkempaa valintaa ei oteta huomioon tässä vaan tehdään valinnat simulointitulosten perusteella.

2.7.3 Induktanssisuhteen L_n mitoitus

Resonanssitaajuudella ei induktanssisuhde vaikuta piirin vahvistukseen, eikä ZVS-olosuhteiden mahdollistamiseen. Induktanssisuhteelle on kirjallisuudessa (Bing 2006) mainittu sopivaksi arvoksi 1 – 20. Valitaan alustavasti induktanssisuhteeksi 10, jolloin olisi mahdollista hyödyntää muuntajan hajainduktanssia osana resonanssiipiiriä. Lopullinen valinta tehdään kuitenkin simulointien perusteella.

2.7.4 Komponenttien mitoitus

Nyt muuntajan induktanssia ei saatu riittävän pieneksi, jotta sitä olisi voitu suoraan hyödyntää osana resonanssiipiiriä, joten lisätään sen rinnalle lisäinduktanssi, joka on suuruudeltaan 1.7 mH, jolloin resonanssiipiirin näkemäksi induktanssiksi tulee näiden rinnankytkentä, jolle saadaan laskettua arvoksi 1.13 mH. Saatu induktanssi on ZVS-ehtojen sisällä.

Komponenttien mitoittamiseksi on otettava huomioon myös muuntajan hajainduktanssi, joka on 0.1 % luokkaa sen kokonaisinduktanssista. Hajainduktanssi muodostuu ensiökäämin induktanssista sekä toision ensiöön redusoidusta hajainduktanssista. Arvioidaan efektiivisen hajainduktanssin ensiössä olevan 0.2 % luokkaa muuntajan induktanssista, jolle saadaan arvoksi noin $L_{\text{stray}} = 0.68 \mu\text{H}$. Arvo on valitulla muuntajarakenteella liian pieni suoraan käytettäväksi resonanssi-induktanssina, jolloin joudutaan lisäämään piiriin erillinen lisäkomponentti Resonanssi-induktanssille käytetään arvona $L_r = 170 \mu\text{H}$, joka saadaan sijoittamalla induktanssisuhde ja magnetointi-induktanssi yhtälöön (2.04). Ottamalla huomioon muuntajan hajainduktanssi ja suunniteltu resonanssitaajuus saadaan yhtälöstä (2.01) laskettua resonanssikapasitanssille arvoksi $C_r = 7.3 \text{ nF}$.

2.8 Simulointi

Simuloidaan piirin toimintaa matlabin simulinkillä, johon saatiin mallinnettua muuntaja kelvollisesti ja tehtyä toision syklokonverterille kytkimille PDM modulointiohjaus. Simulointimalli on esitetty liitteessä I. Simuloinnin komponenttien arvoina käytetään aiemmin laskettuja arvoja.

Invertterin parametrit:

Kytkeäntäaajuus:	$f_{sw} = 140 \text{ kHz}$
Tulojännite:	$U_{dc} = 750 \text{ V}$
Resonanssitaajuus:	$f_r = 140 \text{ kHz}$
Magnetointi-induktanssi.	$L_m = 1.7 \text{ mH}$
Induktanssisuhde	$L_n = 10$
Resonanssi-induktanssi.	$L_r = 170 \text{ } \mu\text{F}$
Resonanssikapasitanssi:	$C_r = 7.3 \text{ nF}$
Kuorma:	$R_L = 150 \text{ } \Omega$
Kuollut aika:	$t_d = 428 \text{ ns}$
Muuntajan hajakapasitanssi:	$C_{stray} = 100 \text{ pF}$
Muuntajan induktanssi	$L_{stray} = 0.68 \text{ } \mu\text{H}$
Muuntajan muuntosuhde	470/550

IGBT kytkimet:

$$\text{Virran laskuaika } 10 \% = 2.5 \times 10^{-8}$$

$$\text{Virran häntä} = 1.0 \times 10^{-8}$$

$$\text{Kytkimien hajakapasitanssi: } C_{oss} = 50 \text{ pF}$$

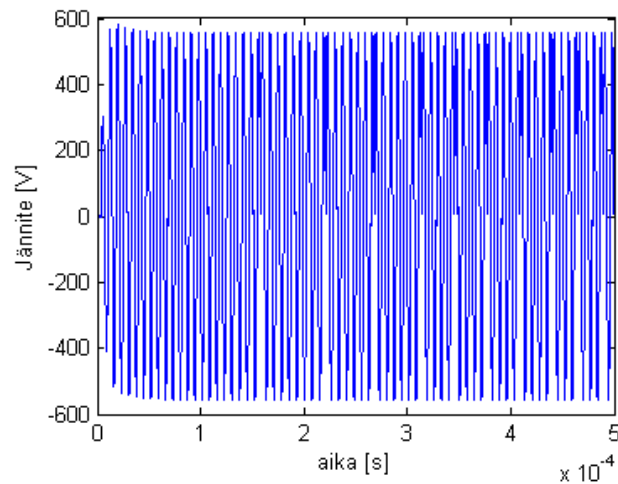
Muuntajana käytetään suunnitellun muuntajan simulink mallia ja toision kytkimiä ohjataan PDM modulaatiolla. Kytkiminä käytetään simulinkin IGBT kytkimiä, joille on määritelty yllä olevat epäideaalisuuksia mallintavat arvot. Diodit ovat simulinkin ideaalisia diodeja, joille on määritelty pieni hajakapasitanssi sekä suoja- ja piirin resistanssi.

2.8.1 Simulointitulokset

Simuloitava kytkentä on esitetty liitteessä I. Simuloinneilla kuvataan piirin jännitteitä ja virtoja sen eri osissa, tutkitaan signaalien taajuussisältöä sekä ZVS-olosuhteiden täyttymistä. Piirin toimintaa simuloidaan maksimikuormituksella ja 10 % kuormituksella. Kuormalle menevä jännite signaali on pdm-moduloitua ilman suodinta.

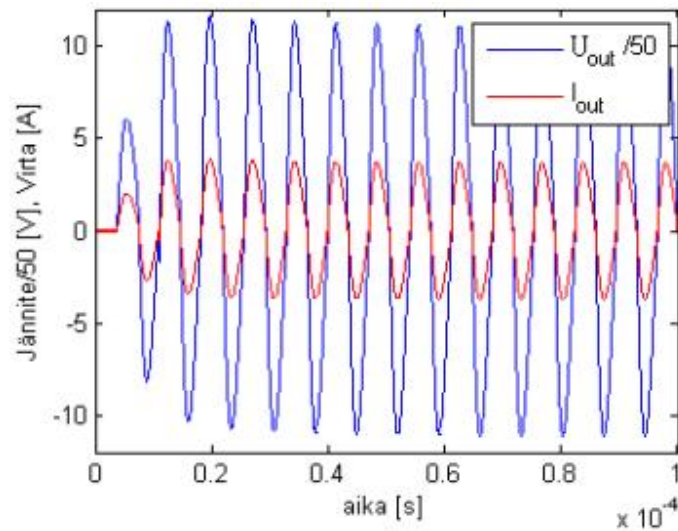
Maksimikuormitus

Piirin kuormana käytetään 150 Ω resistanssia.



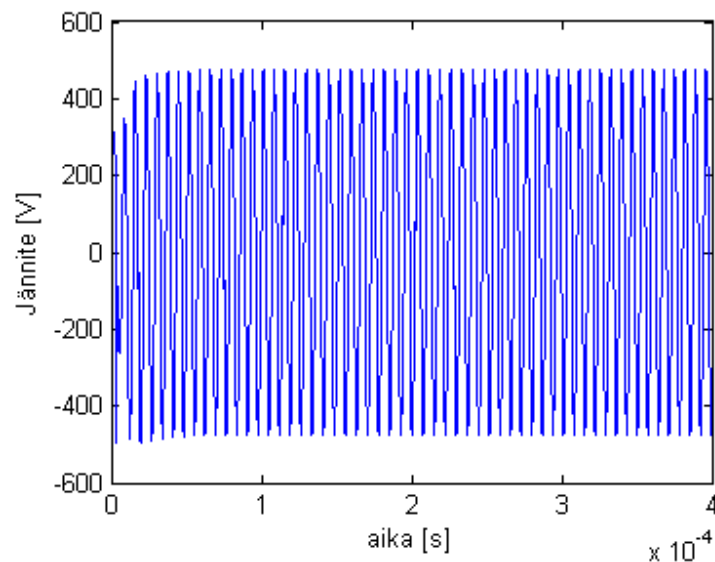
Kuva 2.20. Kuorman jännitteen kuvaaja, kun kuormitus on 100 %.

Kuorman jännitteen ilman suodinta tulee olla noin 550 V, jotta PDM-moduloinnilla pystytään reguloimaan verkkojännitteen muutokset. Nyt jännite jää hieman alle tavoitellun. Lähtöjännitteessä ei ole havaittavissa amplitudimuutoksia käynnistyksen jälkeen, joten kytkentä toimii hyvin stabiilisti (kuva 2.20). Kuvasta on nähtävissä PDM-moduloinnin tuottaman lähtöjännitteen käyrämuoto.



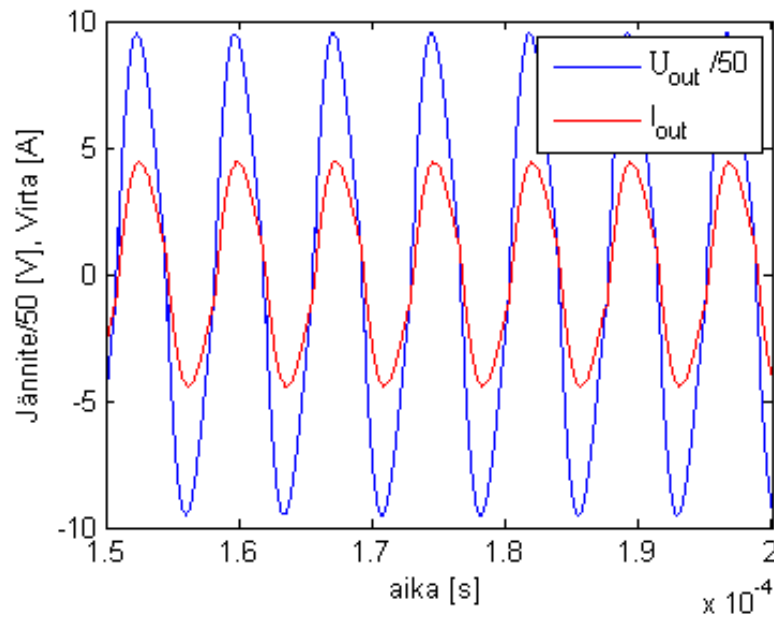
Kuva 2.21. Kuorman jännite ja virta. Jännite on skaalattu jakamalla 50:llä.

Kuorman jännitteessä ja virrassa on käynnistyksessä havaittavissa vain alle 10 % ylitystä, eikä ole havaittavissa merkittäviä epäjatkuvuuskohtia tai piikkejä (kuva 2.21). Kuolleenajan vaikutus jännitteeseen ja virtaan on kuitenkin merkittävä, mikä on havaittavissa tarkemmin kuvassa 2.24. Kuollut aika aiheuttaa jännitteeseen ja virtaan ylimääräisiä taajuuskomponentteja, värähelyä ja aaltomuodon vääristymistä.



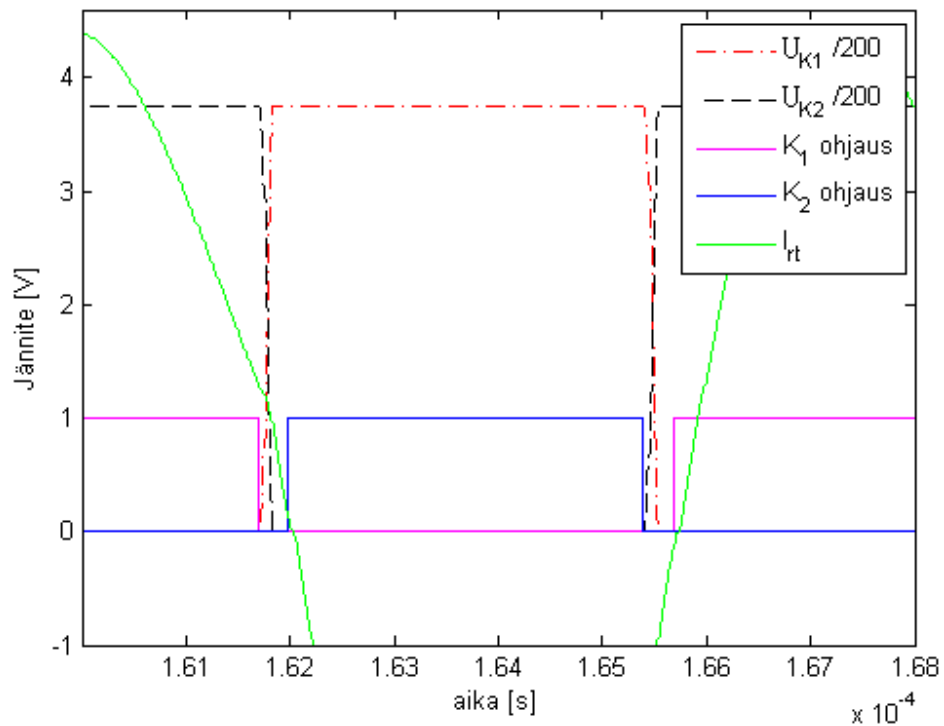
Kuva 2.22. Ensiön jännite. Ensiön jänniteen tavoite arvoksi asetettiin 470 V, joka jäi kuitenkin hieman alle, josta johtuen myös lähtöjännite on hieman alhaisempi.

Muuntajan ensiöjännitteessä ei ole havaittavissa jännitepiikkejä ja jännite asettuu käynnistykseen jälkeen alle $50 \mu\text{s}$ aikana (kuva 2.22).



Kuva 2.23. Ensiön jännite ja virta, jossa ensiö on skaalattu jakamalla 50:llä.

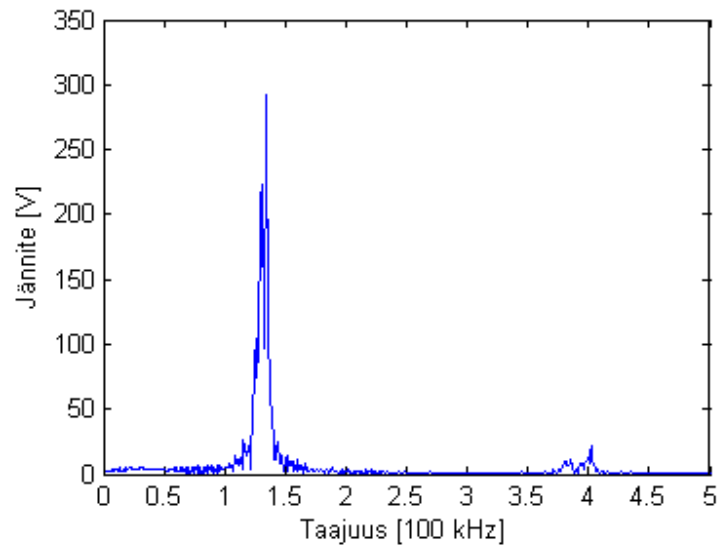
Ensiöjännitteen ja virran käyrämuodot muistuttavat siniä, mutta niissä on selkeästi havaittavissa käyrämuodon vääristymistä harmonisista taajuuksista johtuen. Resonanssipiiriin syötettävä jännite on kuitenkin kanttiaaltoa ja muuntajan ensiöjännite lähempänä siniaaltoa, jolloin voidaan todeta resonanssipiirin suodattavan jännitettä.



Kuva 2.24. ZVS-olosuhteet kytkimille. Pareina ovat punainen pistekatkoviiva, joka on kytkimen 1 yli oleva jännite, ja vaaleanpunainen joka on kytkimen 1 ohjaus signaali. Vihreä on piirin virta.

Kuvasta 2.24 on luettavissa, että kytkinten yli oleva jännite laskee nolleen ennen niiden kytkemistä. Piirin virta on kytkentähetkellä riittävässä vaihesiirrosta ja riittävän suuri, jotta se kykenee purkamaan tai varamaan hajakapasitanssien varauksen kuolleen ajan aikana. Pehmeän kytkennän olosuhteet siis täyttyvät.

Tehokytkimiä ohjataan 140 kHz taajuudella, jolloin ideaalisessa tapauksessa hakkurin tuottaman jännitteen taajuus on myös 140 kHz. Jännitteessä on kuitenkin havaittavissa myös muita taajuuksia johtuen kytkimien epäideaalisuuksista ja resonanssipiirin jännitteen muokkauksesta. Muuntajan ensijännitteen taajuusspektri on esitetty kuvassa 2.25.

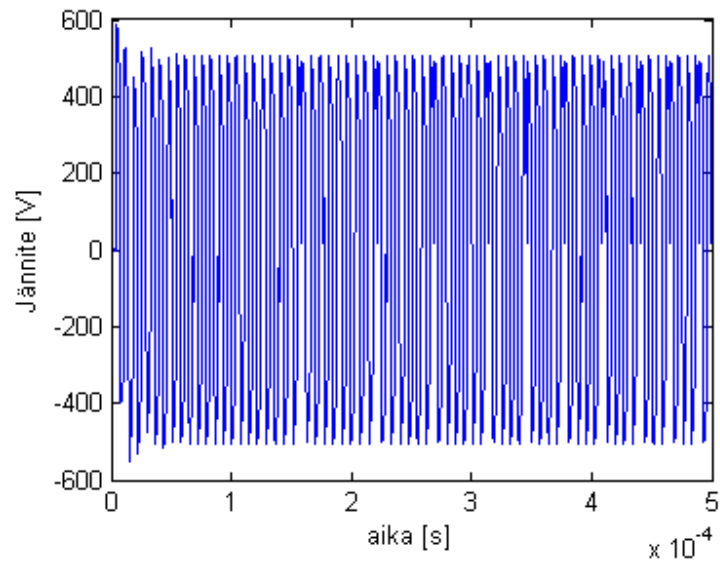


Kuva 2.25. Muuntajan ensiöjännitteen taajuusspektri.

Jännitteen taajuusspektrin kuvaajasta (kuva 2.25) on havaittavissa, että jännitteen pääkomponentti on 130 – 140 kHz alueella. Kolmannen harmonisen amplitudi on noin 30 volttia ja sen taajuus on 400 – 420 kHz alueella. Taajuuskomponentit eivät ole kovin selvästi tietyllä taajuudella, vaan ovat hajautuneet tietyn pääkomponentin ympäristöön. Tämän oletetaan johtuvan kuolleesta ajasta ja piirin toisesta resonanssitaajuudesta. 100:n ja 0:n kHz:n välillä on havaittavissa useita amplitudiltaan alle 10 volttia olevia taajuuskomponentteja.

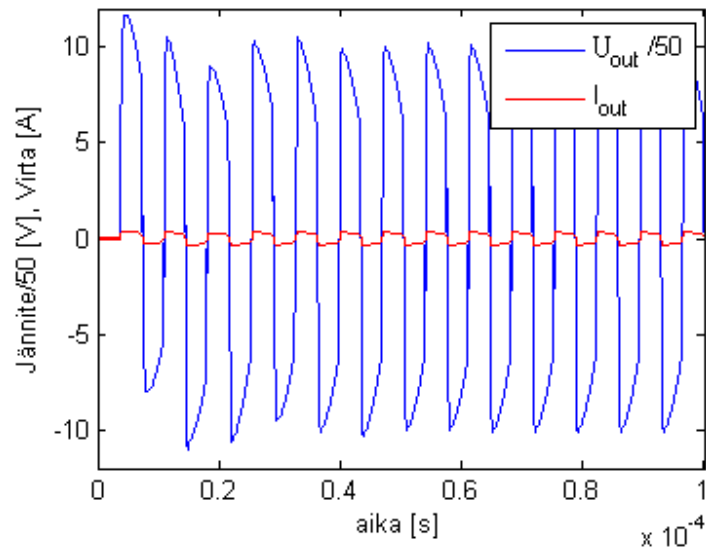
10 % kuormitusaste

Resonanssipiirin toiminnan kuvaamiseksi laajemmalla kuormitusalueella simuloidaan sen toimintaa myös 10 % kuormitusasteella. Nyt kuormana on 1500 Ω resistanssi.



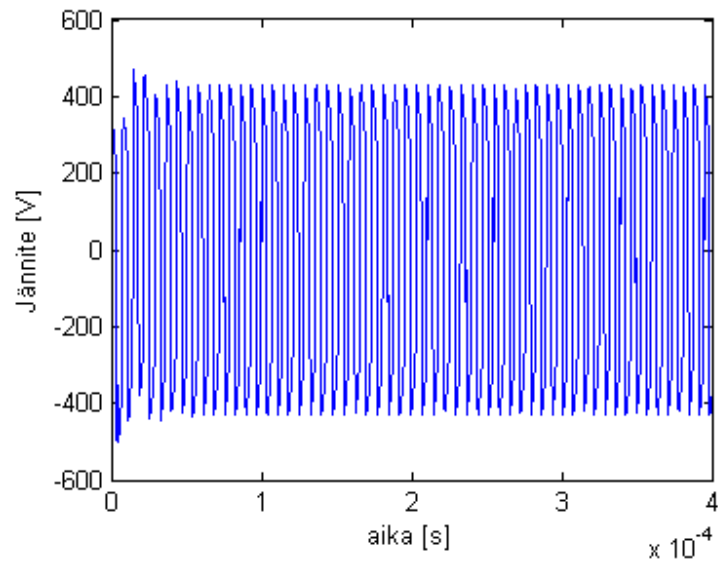
Kuva 2.26 Kuorman jännite 10% kuormitusasteella

Kuormitusasteen laskiessa maksimikuormituksesta kymmeneen prosenttiin, putoaa kuorman jännite simuloitulla piirillä noin 10 %. Mitä lähempänä kytkentätaajuus on resonanssitaajuutta sitä vähemmän kuorman muutos vaikuttaa piirin jännitevahvistukseen.



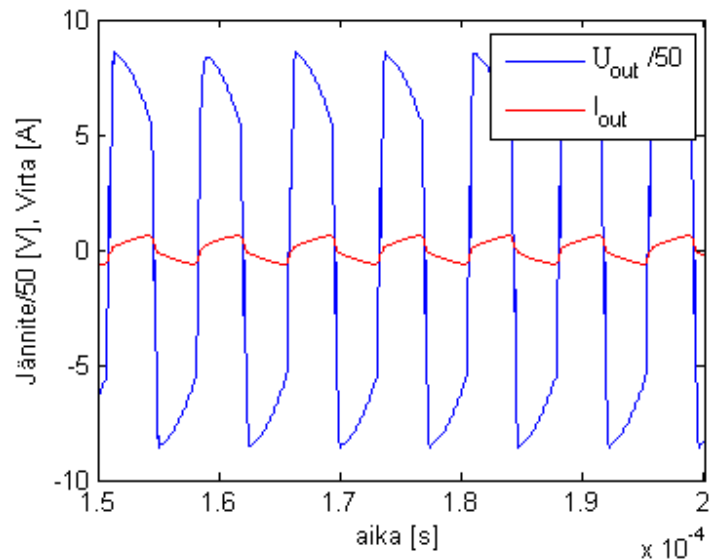
Kuva 2.27. Kuorman jännitteet ja virrat 10% kuormitusasteella. Jännite on skaalattu jakamalla se 50:llä.

Kuormituksen pienentyessä havaitaan jännitteen aaltomuodon muistuttavan enemmän hainevää ja virran enemmän kanttiaaltoa kuin siniä (2.27).



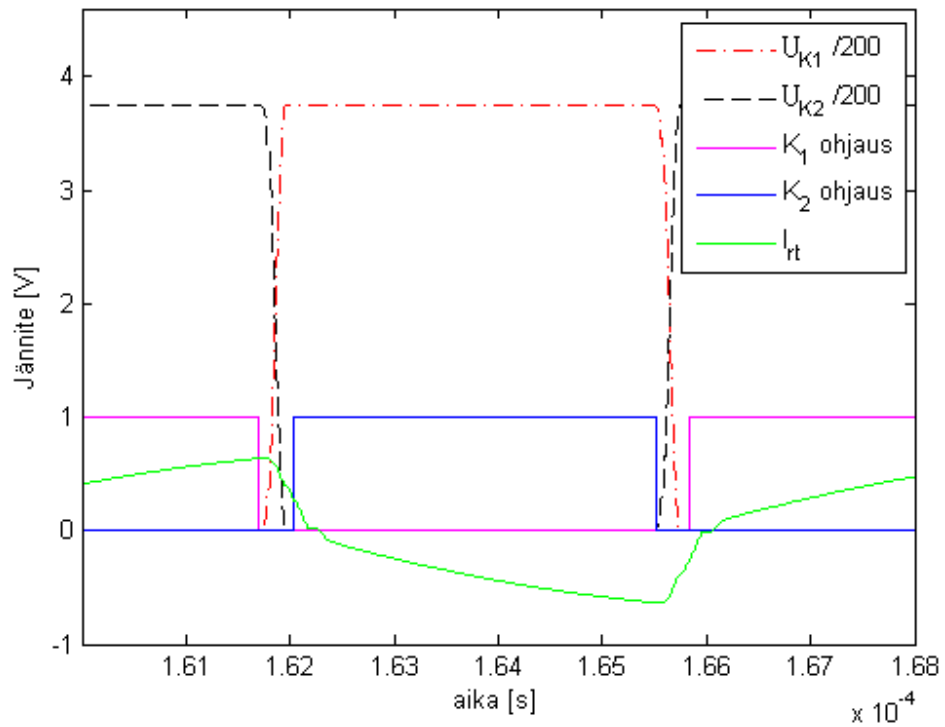
Kuva 2.28. Ension jännite 10 % kuormitusasteella.

Myös ension jännite on hieman alentunut maksimikuormitusasteesta. Jännitteessä ei ole kuitenkaan havaittavissa suurempia ylityksiä kuin maksimikuormalla, joten kuorman muutos ei vaikuta piirin dynamiikkaan merkittävästi.



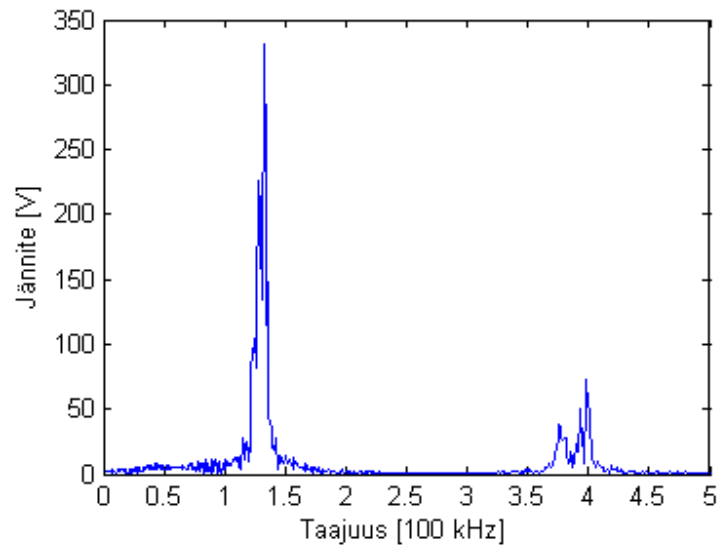
Kuva 2.29. Ension jännite ja virta 10 % kuormitusasteella. Jännite on skaalattu jakamalla 50:llä.

Ensiön jännitteissä ja virroissa on havaittavissa käyrämuodon muutos kanttimaiseksi, kuten kuormassakin. Simuloinnista johtuen on jännitteessä havaittavissa epäjatkuvuuskohtia.



Kuva 2.30. ZVS-olosuhteet 10 % kuormitusasteella. Kuvassa musta katkoviivoitettu kuvaaja ja sininen kuvaaja ovat kytkimen 2 yli oleva jännite ja ohjaussignaali.

Kuvasta 2.30 voidaan havaita, että kytkimien pehmeän kytkennän olosuhteiden säilyvän myös 10 % kuormituksella.



Kuva 2.31. Ensiöjännitteen spektrin kuvaaja 10 % kuormitusasteella.

Kuormitusasteen muuttuessa jännitteen taajuussisältö pysyy hyvin samanlaisena, mutta amplitudien suhteissa on havaittavissa muutoksia. Kuorman pienentyessä kasvaa kolmannen harmonisen amplitudi viisinkertaiseksi maksimikuormitukseen verrattuna.

2.9 Loppupäätelmät LLC-resonanssipiiristä

LLC-resonanssipiirillä onnistuttiin luomaan kytkimille pehmeän kytkennän olosuhteet koko kuormitusalueelle ja se saatiin toimimaan stabiilisti syklokonvertterin ja PDM moduloinnin kanssa. Lisättävien komponenttien tehohäviöt resonanssin aikaansaamiseksi ovat hyvin pienet suhteessa kytkentähäviöiden pienenemiseen, joten oletetaan myös hyötysuhteen paranevan käsiteltyä topologiaa käyttäen.

Resonanssipiiri ja pehmeä kytkentä aiheuttavat jännitteeseen ylimääräisiä taajuuskomponentteja ja vääristävät käyrämuotoa. Oikealla suotimen suunnittelulla ja PDM-moduloinnin synkronoinnilla nämä häiriöt on kuitenkin oletettavasti mahdollista poistaa. Muuntajaa ei saatu integroitua kokonaan osaksi resonanssi piiriä ja se vaatiikin lisätutkimusta. Resonanssipiirin komponentit ovat kuitenkin muutamien eurojen luokkaa ja passiivisten komponenttien häviöt

verrattain pienet, joten lisäämällä passiiviset komponentit piiriin ei aiheuteta merkittäviä lisähäviöitä. Lisätutkimusta tarvitaan vielä kuolleen ajan ja pehmeän kytkennän vaikutuksista häviöihin.

LLC-piirillä on taajuutta muuttamalla mahdollista säätää tulojännitteen muutokset, joka käytännön laitteessa voisi olla hyvin hyödyllistä. Normaaliolosuhteissa voidaan kuitenkin toimia resonanssitaajuudella, jolloin myös häviöt ovat pienimmillään.

Suunnitellun laitteen toiminta alue ulottuu noin 10 % kuormitukselle asti, jonka jälkeen laite olisi ajettava puskemaiseen moodiin, eli kytketään kytkimiä vain kuin se on tarpeellista, jotta hyötysuhde saadaan pidetyksi riittävällä tasolla (Ya 2007). Tähän kytkentämuotoon ei tämän työn yhteydessä perehdytä tarkemmin vaan todetaan, että se voisi olisi mahdollista.

LLC-resonanssipiirin käyttö invertterisovelluksissa tarjoaa hyvät mahdollisuudet jännitteen säätöön, sillä on mahdollista pienentää häviöitä ja siten parantaa laitteen hyötysuhdetta. Kuorman muutoksille immuuni ensiöhakuri pienentää säädön tarvetta normaalikäyttöolosuhteissa ja mahdollistaa laitteen toiminnan resonanssitaajuudella, jolloin myös häviöt ovat pienimmillään. Ension LC-piiri toimii myös suodattimena ja pienentää sähkömagneettisia häiriöitä niin kytkimissä kuin muuntajassakin. Reaktiivisen kuorman vaikutus resonanssipiirin toimintaan ja suunnitteluun vaatii lisätutkimusta. Resistiivisellä kuormalla piiri saatiin toimimaan käyttötarkoituksessa ja resonanssipiirin toimintaan vaikuttavien komponenttien tarkalla suunnittelulla on LLC-topologiolla mahdollista pienentää häviöitä invertterikäytöissä.

3 SUURTAAJUUSMUUNTAJA

Muuntaja on yksinkertainen sähkökone, joka toimii vain vaihtosähköllä. Muuntajat voidaan jakaa käyttötarkoituksensa mukaisiin ryhmiin, joita ovat jännite-, virta-, voima- ja mittamuuntajat. Toiminta perustuu jonkin sähköisen ominaisuuden muuttamiseen käyttötarkoituksen mukaisesti. Esimerkiksi sähköenergian siirrossa muuntaja on välttämätön. Voimamuuntajia käytetään muuttamaan siirrettävän sähköjännitettä siirron vaatimusten mukaisesti, jolloin siirtohäviöt jäävät mahdollisimman pieniksi. Muuntajalla voidaan myös tehdä kahden eri vaihtovirtajärjestelmän galvaaninen erotus. (Aura 1994)

Yleisesti ottaen muuntajien hyötysuhde on hyvä ja optimaalisessa mitoituksessa on pyrittävä löytämään tasapaino eri häviöiden kesken. Täysin optimoitu muuntajasuunnittelu on vaikea ja hyvin teoreettinen suoritus. Tästä syystä muuntajan optimaaliseen suunnitteluun on kehitetty yksinkertaisempia käytännön tarpeisiin soveltuvia optimointimenetelmiä, joilla päästään erittäin hyviin tuloksiin.

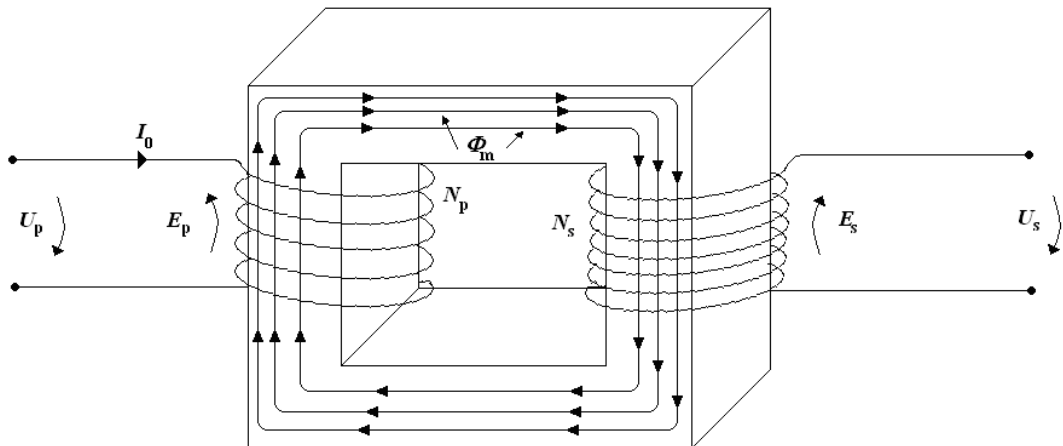
Tämän työn tavoitteena on tutustua yksivaiheiseen tehomuuntajaan ja sen toimintaan sekä sellaisen optimointiin sydämen ja käämitysten häviöiden osalta. Tämän pohjalta mitoitetaan nimellisteholtaan 1 kVA suurtaajuusmuuntaja DC/AC konvertteriin. Muuntajalla on myös kyettävä tekemään galvaaninen erotus järjestelmän tulon ja lähdön välille. Muuntajasuunnittelun optimoinnilla pyritään minimoimaan muuntajan vaikutus järjestelmän kokonaishyötysuhteeseen.

3.1 Muuntajan toimintaperiaate

Muuntajan toiminta perustuu magneettiseen piiriin, jossa yhteisen sydämen ympärille on käämitty erilliset ensiö- ja toisiokäämitykset. Tällaista rakennetta kutsutaan yleisesti kaksikäämirakenteeksi. Yleisiä käytettäviä sydänmateriaaleja ovat laminoitu rauta l. niin sanottu muuntajateräs, ferriitti ja amorfinen rauta.

3.1.1 Ideaalinen yksivaihemuuntaja tyhjäkäynnissä

Tarkastellaan muuntajan toimintaa ilman käämeissä syntyviä virtalämpöhäviöitä sekä sydämen rautahäviöitä ja että hajavuo on nolla. Kuvassa 3.1 on esitetty häviöttömän, tyhjäkäyvän yksivaihemuuntajan rakenne. Tyhjäkäyvän muuntajan toisiopiiri on jätetty auki, jolloin $I_s = 0$.



Kuva 3.1. Tyhjäkäyvä häviötön yksivaihemuuntaja. (Aura 1994)

Ensiökäämityksessä kulkee liitinjännitteen U_p aiheuttama tyhjäkäyntivirta I_0 , joka aikaansaa muuntajasydämessä kulkevan magneettivuon Φ_m .

$$\Phi_m = \frac{N_p I_0}{R_m}, \quad (3.1)$$

missä N_p on ensiökäämin kierrosmäärä ja R_m reluktanssi.

Faradayn lain mukaisesti sinimuotoinen vaihtovuo indusoi käämien johtimiin sähkömotoriset voimat E_p ja E_s , jotka Lenzin lain mukaan vastustavat virran muutosta johtimessa. Yleisesti muuntajakäämiin indusoituva jännite voidaan laskea kaavalla

$$E_{\text{smv}} = \omega N \Phi_m = 2\pi f N \Phi_m = K_f N \Phi_m, \quad (3.2)$$

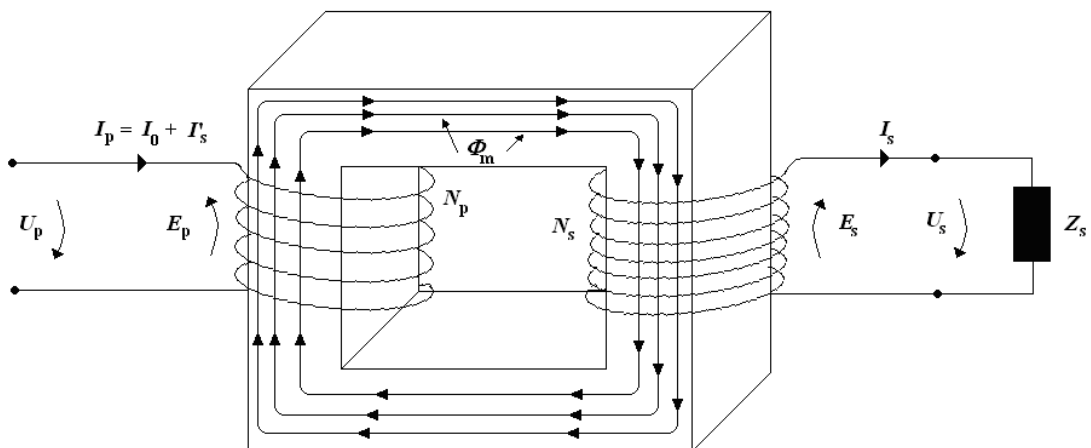
missä K on aaltomuotokerroin. (Aura 1994)

3.1.2 Kuormitettu ideaalinen yksivaihemuuntaja

Toision ollessa suljettu, sähkömotorinen voima E_s toimii sähkölähteen lähdejännitteen asemassa ja kuorman Z_s kautta kulkee virta I_s . Amperen lain perusteella toisiokäämin johtimen ympärille muodostuu pyörivä magneettikenttä, joka aikaansaa päävuota Φ_m vastustavan magnetomotorisen voiman. Vakiona pysyvä ensiön liitinjännite ei salli päävuon pienenemistä. Ensiökäämin liitinjännitteen yhtälöstä

$$U_p = KfN_p\Phi_m. \quad (3.3)$$

Havaitaan, että liitinjännitteen pysyessä vakiona, on myös päävuon oltava vakio. Toisiovirta I_s aiheuttaa siis ensiöön lisävirran I'_s , joka kumoaa kuormituksen magneettiset vaikutukset ensiöpuolella (Aura 1994). Kuormitettu häviötön yksivaihemuuntaja on esitetty kuvassa 3.2.



Kuva 3.2. Kuormitettu häviötön yksivaihemuuntaja. (Aura 1994)

Kuormitetun häviöttömän muuntajan magnetomotoriset voimat ovat toisiolelle $N_s I_s$ sekä ensiöpuolelle

$$N_p I_p = N_p I_o + N_p I_s' \quad (3.4)$$

Jotta päävuo pysyy samana, on oltava

$$N_p I_s' = N_s I_s \quad (3.5)$$

Yhtälöstä (3.5) voidaan ratkaista ensiön lisävirraksi

$$I_s' = \frac{N_s}{N_p} I_s = \frac{I_s}{n} \quad (3.6)$$

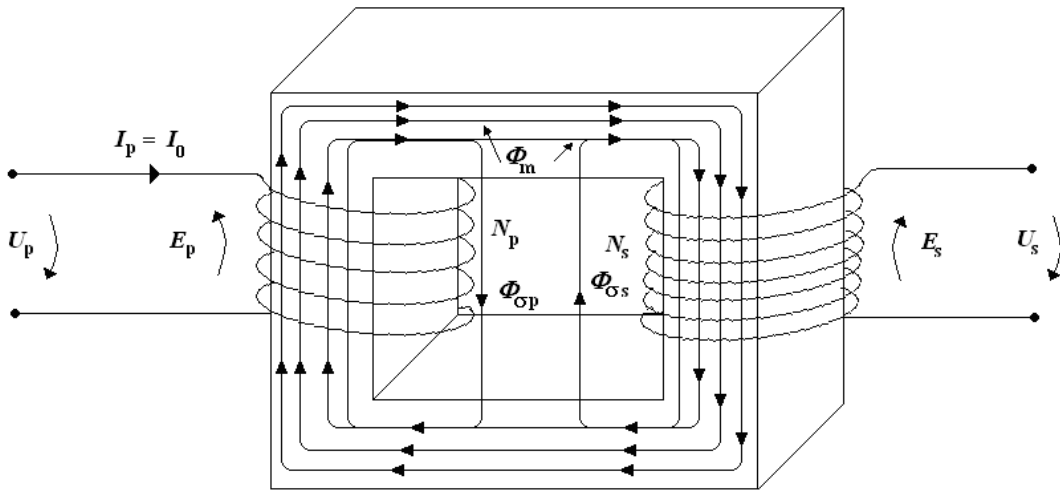
Suuretta μ kutsutaan muuntajan muuntosuhteeksi. Muuntosuhde voidaan määrittää yhtälöllä

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{U_p}{U_s} = \frac{I_s}{I_p} \quad (3.7)$$

3.1.3 Todellinen muuntaja ja häviöt

Vaikka käytännön muuntajat pyritään suunnittelemaan ja rakentamaan siten että niiden häviöt ovat pieniä, on ne otettava huomioon muuntajan toimintaa tarkastellessa. Muuntajahäviöt voidaan jakaa pääpiirteittään kahteen ryhmään, jotka ovat sydänmateriaalissa tapahtuvat pyörrevirta- ja hystereesihäviöt eli niin sanotut rautahäviöt sekä käämitysten johtimissa tapahtuvat virtalämpöhäviöt eli kuparihäviöt. Lisäksi pienen osan häviöistä muodostaa hajavuot ja niistä aiheutuvat hajainduktanssit. (Aura 1994)

Kuvassa 3.3 on esitetty todellinen muuntaja tyhjäkäynnissä. Auki olevassa toisiopiirissä ei kulje virtaa, joten se ei vaikuta ensiön toimintaan.



Kuva 3.3. Todellinen muuntaja tyhjäkäynnissä. (Aura 1994)

Ensiössä kiertää tyhjäkäyntivirta I_0 , joka aiheuttaa ensiökäämissä resistiivisen virtalämpöhäviön

$$P_{Cu0} = I_0^2 R_p \quad (3.8)$$

sekä induktiivisen jännitehäviön $I_0^2 X_{\sigma p}$, joka aiheutuu muuntajan hajavuon muodostamasta hajainduktanssista. Viitteen (Mohan 2003) mukaan hajainduktanssia voidaan esimerkiksi suorakulmiomuotoja omaaville muuntajille approksimoida kaavalla

$$L_{\sigma} \approx \frac{\mu_0 N^2 l_w b_w}{3h_w}, \quad (3.9)$$

missä l_w on keskimääräinen käämikierroksen pituus, b_w on käämipedin seinämän paksuus ja h_w on käämi-ikkunan korkeus.

Tyhjäkäyntivirta muodostuu pätökomponentista I_r , joka aiheutuu rautahäviöistä, ja loiskomponentista I_m , joka on magnetoimisvirta. Näiden avulla tyhjäkäyntivirraksi voidaan määrittää

$$I_0 = \sqrt{I_r^2 + I_m^2}. \quad (3.10)$$

Kirchoffin jänniteyhtälö ensiöpiirille on

$$U_p = I_0(R_p + X_{\sigma p}) - E_p. \quad (3.11)$$

Tyhjäkäyntihäviöiden ollessa käytännön muuntajilla hyvin pienet voidaan yhtälöä (3.11) approksimoida

$$U_p = -E_p. \quad (3.12)$$

Muuntajan tyhjäkäyntiteho määritetään yhtälöllä

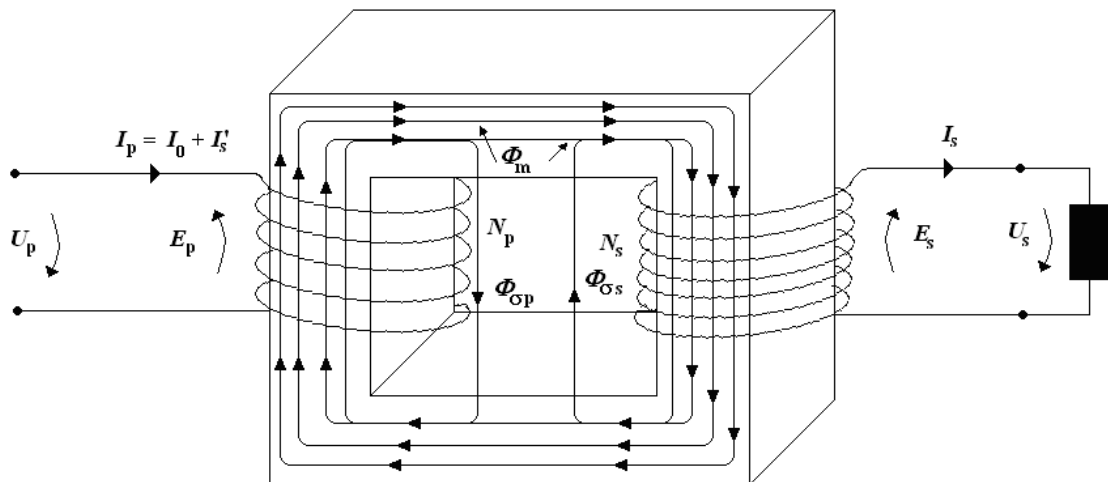
$$P_0 = P_{Cu0} + P_{Fe} = U_p I_0 \cos \varphi_0 \approx P_{Fe}, \quad (3.13)$$

missä P_{Fe} on rautahäviöt ja $\cos \varphi_0$ tyhjäkäynnin tehokerroin.

Kuvassa 3.4 on esitetty yksivaihemuuntaja kuormitettuna. Toiossa kiertää virta I_s , joka saa aikaan resistiivisen sekä induktiivisen jännitehäviön toision johtimessa. Toisiokelaan indusoi-tuva lähdejännite vastaa käytännössä sähkölähteen lähdejännitettä ja toision liitinjännite saadaan vähentämällä lähdejännitteestä sisäiset jännitehäviöt.

$$U_s = E_s - I_s(R_s + X_s) = I_s Z_s, \quad (3.14)$$

missä Z_s kuormitusimpedanssi.



Kuva 3.4. Yksivaihemuuntaja kuormitettuna. (Aura 1994)

Muuntajan verkosta ottama ja toisiopiirin syöttämä pätöteho voidaan laskea kaavalla

$$P = UI \cos \varphi. \quad (3.15)$$

3.2 Muuntajasuunnittelun teoria

Vaikka magneettiset komponentit (muuntaja ja induktori) ovat oleellinen osa useimpien tehoelektronikkalaitteiden toimintaa, niitä ei valmiina ole kaupallisesti saatavilla kovinkaan laajaa valikoimaa. Sähkömagneettisten komponenttien osia on markkinoilla paljon, mutta komponentit itsessään täytyy suunnitella hyvinkin tarkasti sovelluskohteen asettamien vaatimusten mukaan.

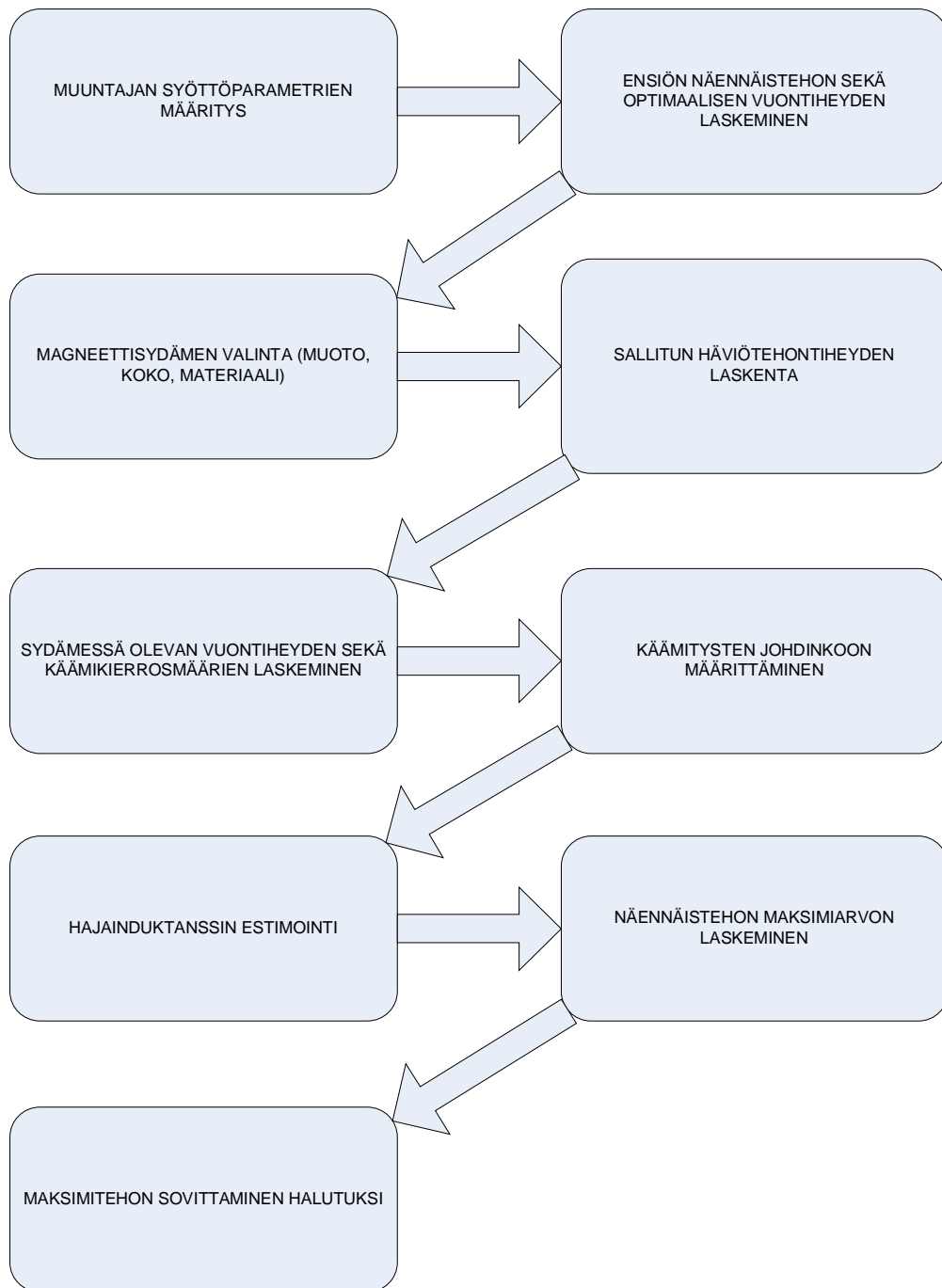
Tämä on periaatteessa yksinkertainen ja hyvin suoraviivainen tehtävä. Huomionarvoista on kuitenkin se, että mitä paremmin mitoituksen haluaa optimoida, sitä teoreettisemmaksi se muuttuu. Tämä voi johtaa hyvinkin lukuisiin ja vaativiin iteraatiokierroksiin. Eniten päänviva aiheuttava seikka on se, että käytännössä kaikki vaikuttaa kaikkeen. Sen järjestelmän, johon muuntaja mitoitetaan, lähtöarvot vaikuttavat oleellisesti koko suunnitteluprosessiin. Yhtäläillä muuntaja vaikuttaa järjestelmän sitä syöttävän osan suunnitteluun. (Mohan 2003)

3.2.1 Muuntajasuunnittelun vaiheet

Kuvassa 3.5 on esitetty muuntajasuunnittelun vaiheet yksinkertaistettuna lohkokaaavana. Ensimmäisenä tehtävänä on selvittää ja valita muuntajan syöttöparametrit. Näitä ovat:

- Muuntajan nimellisteho ja käämien yhteenlaskettu näennäisteho
- Aaltomuotokerroin
- Muuntajan taajuus
- Käämitysikkunan täyttökerroin
- Toimintalämpötila ja lämpötilan nousu

Ensiön näennäisteho saadaan sen koko järjestelmän vaatimusten perusteella. Näennäistehon laskemisen jälkeen suunnittelu noudattaa kuvassa 3.5 esitettyä kaavaa. (Nerg 2009)



Kuva 3.5. Muuntajan suunnitteluprosessi yksinkertaistettuna. (Nerg 2009)

3.2.2 Muuntajasydämen valinta

Muuntajan magneettisydämen materiaalin, muodon ja koon valinta on tärkeä osa muuntajan suunnittelua. Käytettävän materiaalin valintaan vaikuttaa ensisijaisesti muuntajan toimintataajuus. Kokoon ja muotoon vaikuttavia tekijöitä annettujen parametrien ja suunnitteluvaatimusten lisäksi ovat myös taloudelliset tekijät ja kyseisen sydänmallin saatavuus. Markkinoilta saa myös mittatilaustyönä rakennettuja sydämiä mutta niiden hinta voi olla huomattavasti korkeampi kuin varastokappaleiden. (Mohan 2003)

Sydänmateriaalit

Käytettäviä sydänmateriaaleja on monia erilaisia joiden ominaisuudet vaihtelevat suurestikin. Tiettyjä materiaaleja voidaan käyttää vain tietyn taajuuden alapuolella ja toisia vasta tietyn yläpuolella. Kuitenkin kaikille eri materiaaleille löytyy sovelluskohteita, joissa ne ovat parempia tai käytännöllisempiä kuin muut.

Rautalaminaatti

Silloin, kun toimitaan matalilla ja keskitaajuuksilla (< 10 kHz), käytetään lähinnä rautalaminaateista valmistettuja sydämiä. Kuitenkin joissain lähteissä kuten (Mohan 2003) suositellaan, että rautasydämiä ei käytettäisi yli 2 kHz taajuuksilla pyörrevirtahäviöiden takia. Viitteen (Nerg 2009) mukaan ohuimmista laminaattilevyistä valmistettuja sydämiä voidaan kuitenkin käyttää jopa 100 kHz asti. Tällöin ei luonnollinen konvektio riitä jäähdyttämään muuntajaa vaan se on tehtävä koneellisesti.

Korkeimmilla taajuuksilla rautalaminaattien käyttöä rajoittaa vuontiheyden merkittävä heikkeneminen, joka johtaa induktanssien pienenemiseen. Rautalaminaattien korkea Curie-piste mahdollistaa niiden käytön tarvittaessa myös korkeissa lämpötiloissa. Rautasydämällä on varsin suuri kyllästymisvuontiheys mikä tarkoittaa, että niiden suhteellinen permeabiliteetti on korkea (tavallisesti $\mu_r = 6000 - 10000$). Korkeimmat permeabiliteetit (jopa 40000) saavutetaan niin sanotulla kidesuuntauksella. Kidesuunnattu laminaatti johtaa magneettivuota hyvin vain yhteen suuntaan. (Nerg 2009)

Rautalaminaateista on käytössä monia erilaisia seoksia, joista yleisimpiä ovat: piiteräs nikkeli-rauta, koboltti-rauta. Käytössä on myös seoksia, jotka sisältävät kromia.

Ferriitti

Korkeammilla taajuuksilla käytetään yleensä ferriitiksi kutsuttua keraamista materiaalia. Ferriitit valmistetaan sekoittamalla rautaoksidia, eli toisin sanoen ruostetta, muiden mineraalien kanssa, joita muun muassa ovat magnesium, alumiini, kupari, magnaani, nikkeli, koboltti ja rauta. (Encyclopædia Britannica)

Ferriittien valmistus tapahtuu puristamalla substraatteja kovassa paineessa. Tästä syystä ferriittien työstäminen on hankalaa ja ne voivat lohkeilla helposti. Mekaanisesti ja materiaalitekniisesti ferriitit luokitellaan hauraiksi aineiksi. Koska ferriittien työstäminen on vaikeaa, täytyy ne suoraan valmistaa tietyn muotin mukaisesti. Ferriittejä onkin markkinoilla käytännössä kaikkia eri muuntajasydän tyyppisiä ja yleisimmistä löytyy monia eri teho- ja kokoluokkia. (Nerg 2009)

Ferriittien tärkeimmät ominaisuudet ovat sekä korkea permeabiliteetti että resistiivisyys. Suuren resistiivisyytensä ansiosta pyörrevirrat ferriittisydämissä eivät käytännössä aiheuta häviöitä aina muutamaan megahertsiin asti. Korkean permeabiliteettinsä ansiosta ferriittejä käytetään myös antennisovelluksissa. (Encyclopædia Britannica) (Mohan 2003)

Ferriittimateriaalien huonoja puolia ovat verrattain matala kyllästysvuontiheys, joka on yleensä hieman yli puoli teslaa. Parhaimmilla materiaaleilla kyllästysvuontiheydet yltyvät noin arvoon 0,65 T. Ferriiteilla on lisäksi suhteellisen alhainen Curie-piste (~300 - 350 °C) verrattuna rautaan (~700 °C) voi haitata ferriittien käyttöä korkeissa lämpötiloissa etenkin, kun ferriitit ovat hyvin herkkiä termisten muutosten aiheuttamille vaurioille. (Nerg 2009)

Amorfinen metalli

Amorfisia metalleja valmistetaan jäädyttämällä materiaali hyvin nopeasti siten että kiteytymistä ei tapahdu. Sydämet valmistetaan kelaamalla nauhasta johonkin tiettyyn muotoon.

Amorfisilla aineilla on hyvin korkea permeabiliteetti (jopa 80000) lisäksi niillä on myös hyvä taajuusvaste. Amorfisen aineen kyllästymisvuontiheydet ovat korkeammat kuin ferriiteillä, etenkin korkeammassa lämpötiloissa, ja niiden häviöt ovat pienemmät. Taajuusalue ulottuu kymmenistä kilohertseistä aina muutamaan megahertsiin asti. Kaupallinen saatavuus on kasvanut tekniikan kehittymisen ja uusien materiaalien löytämisen myötä, mutta hinnan pysytellessä suhteellisen korkealla amorfisten sydänten käytön kasvu ei ole noussut merkittävästi. (Mohan 2003) (Nerg 2009)

Pulverirauta

Toiselta nimeltään SMC (soft magnetic composite) tunnettavat rautapulverit ovat tavallisesti käytössä maksimissaan 100 kHz taajuuksilla. Sydämet koostetaan hyvin pienistä, eristepäällysteisistä rakeista, jotka puristetaan muotoonsa ja lämpökäsitellään mekaanisten jännitysten poistamiseksi. Rakeiden väliin jää epämagneettisia alueita, jotka käytännössä vastaavat ilmävälin vaikutusta. Tästä syystä pulverisydämällä on tavallista rautaakin alhaisempi permeabiliteetti. Kyllästysvuontiheydet liikkuvat jopa 2 T tienoilla. Eistemateriaalin ansiosta näennäinen resistiivisyys on korkea. (Nerg 2009)

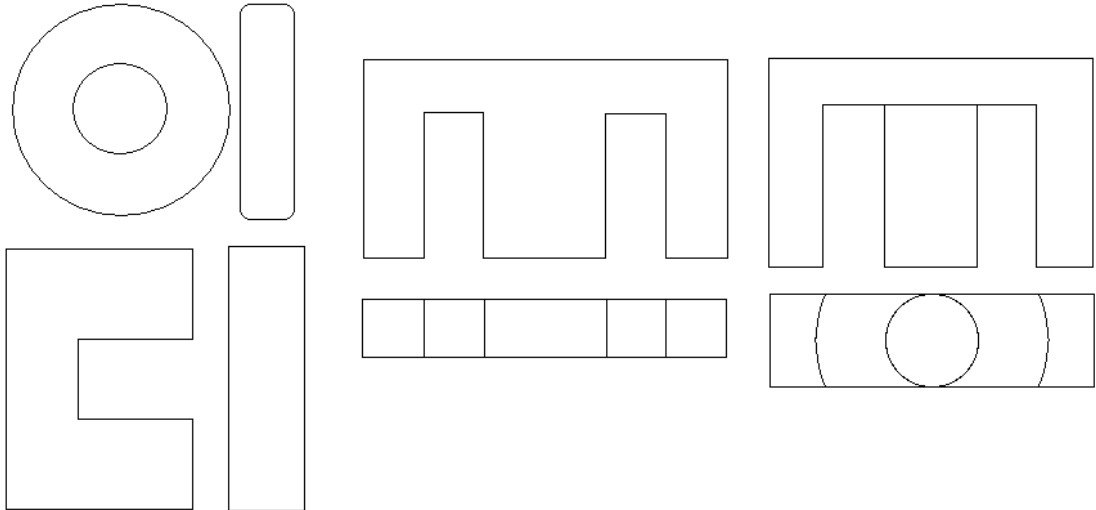
Erityisesti pulverisydämiä voidaan valmistaa mittatilaustyönä. Tämä antaa suunnittelijoille enemmän vapauksia suunnittelun suhteen. Lisäksi materiaalin ollessa magneettisesti isotrooppinen voidaan sitä käyttää hyvinkin monimutkaisen geometrian omaavissa sovelluksissa. (Nerg 2009)

3.2.3 Sydämen muoto

Magneettisydämen muodon valinta on tärkeää muuntajasuunnittelun kannalta. Laminoiduista sydämistä saatavilla on nauhasta käärittyjä toroideja ja C-sydämiä. Ferriittejä valmistetaan laaja valikoima suoraan johonkin tiettyyn sovellukseen. Niitä on saatavilla miltei kaikkina malleina muun muassa toroideina sekä ETD-, U-, I-, ja E-sydäminä. (Mohan 2003)

Erimuotoisilla sydämillä on erilaiset ominaisuudet ja ne johtavat magneettivuota eri tavalla. Tämä näkyy esimerkiksi hajavuon syntymisessä. Osassa sydänmalleista syntyy pakostakin

ilmaväli, jota esimerkiksi toroidisydämissä normaalisti ei ole. Ilmaväli vaikuttaa oleellisesti sydämen kokonaisreluktanssiin ja sitä kautta muuntajasydämen valinnalla on suuri vaikutus muihin muuntajan parametreihin kuten käämikierrosmäärään. Kuvassa 3.6 on esitetty muutama erimuotoinen magneettisydän.



Kuva 3.6. Neljä erilaista magneettisydämen muotoa (pääkuva, vieressä sivukuva). Ylimpänä vasemmalla on toroidi, jonka alapuolella on U-sydän. Keskellä tavallinen E-sydän ja oikealla ETD-sydän (Economical Transformer Design).

Tärkeimmät sydämen ominaisuudet, jotka suoraan vaikuttavat valintaan, ovat efektiivinen poikkipinta-ala A_e ja magneettitien pituus l_e . Puhuttaessa sydämen koosta, tarkoitetaan yleensä pinta-alatuloa eli käämi-ikkunan pinta-alan A_w ja poikkipinta-alan tuloa. Joskus voi olla käytännöllistä valita hieman suurempi sydän kuin optimaalinen mitoitus edellyttää. Käämi-ikkunan ja magneettitien pituuden pysyessä samana voidaan poikkipinta-alalla vaikuttaa magneettivuontiheyteen. Tämä kuitenkin vaikuttaa muuntajan muihin parametreihin kuten käämikierrosmäärään, joka on kääntäen verrannollinen magneettivuontiheyteen. Magneettivuontiheyden, poikkipinta-alan, käämikierrosmäärän ja käytettävän taajuuden yhteyttä ensiön jännitteeseen kuvaa yhtälö

$$U_{p,\text{rms}} = KfB_m A_e N_p. \quad (\text{Mohan 2003}) \quad (3.16)$$

3.3 Käämitykset

Käämitysten oikea mitoittaminen on tärkeä osa muuntajasuunnittelua. Johtimissa tapahtuvat virtalämpöhäviöt vaikuttavat osaltaan myös muuntajasydämen rautahäviöihin sillä johtimet lämmittävät ympäröivän ilman lisäksi myös muuntajasydäntä itseään. Käämityksen häviöiden raja-arvo saadaankin määrittämällä muuntajan toimintalämpötila ja ottamalla se huomioon käämikierroksia ja lankoja mitoittaessa. (Mohan 2003)

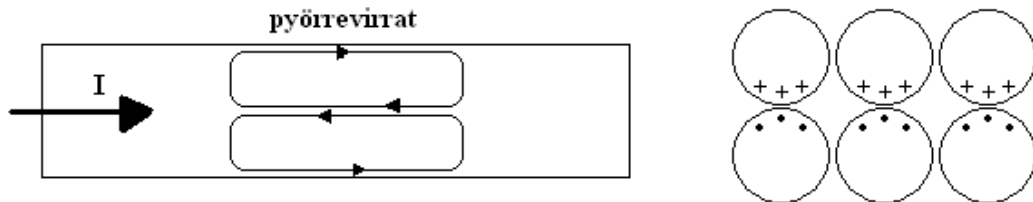
3.3.1 Virranahto ja läheisyysvaikutus

Pienillä taajuuksilla induktiiviset häviöt johtimessa ovat hyvin pienet verrattuna resistiivisiin ja virta jakaantuu suurin piirtein tasaisesti johtimen koko poikkipinta-alalle. Tällöin resistanssi on minimissään. Suuremmilla taajuuksilla induktanssin merkitys kasvaa. Induktanssi käytännössä estää virran tunkeutumisen koko johtimeen, jolloin kaikki virta pakkautuu reunoille. Yleisesti puhutaan siitä miten syvälle virta pystyy tunkeutumaan johtimeen. Tunkeutumissyvyys vapaassa tilassa lasketaan kaavalla

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho_w}{\pi f \mu}}, \quad (3.17)$$

missä ρ_w on johtimen tiheys ja μ permeabiliteetti.

Syynä virranahtoon on sisäisen tai ulkoisen magneettikentän johtimeen indusoivat pyörrevirrat, jotka kulkevat johtimen virran vastaisesti keskellä johdinta sekä sen suuntaisesti johtimen reunoilla. Tätä on havainnollistettu kuvassa 3.7.



Kuva 3.7. Johtimen poikkileikkaus ja toisiaan vasten olevien johtimien välinen läheisyysvaikutus. (Mohan 2003, Nerg 2009)

Keskellä johdinta pyöreviirrat kumoavat johtimessa kulkevan virran vaikutuksen miltei kokonaan, jolloin lähes kaikki virta pakkautuu reunoille. Tämä tarkoittaa, että suurempi virta joudutaan kuljettamaan pienemmän pinta-alan läpi, jolloin resistiiviset häviöt kasvavat. Tämä aiheuttaa ilmiön, jota kutsutaan läheisyysvaikutukseksi. Kun kaksi tunkeutumissyvyyttä paksumpaa johdinta on vierekkäin, niiden virrat pakkautuvat vastakkaisille pinnoille. Läheisyysvaikutusta on havainnollistettu kuvassa 3.7. (Mohan 2003)

3.3.2 Käämitystyyppi

Käämityksen suunnittelun oleellisimpia vaiheita on käämilangan valitseminen ja mitoittaminen. Erilaisia vaihtoehtoja on useita ja ne sopivat kukin omiin käyttötarkoituksiinsa. Tavallisen käämilangan lisäksi valittavissa on myös ohuesta kuparifoliosta valmistettuja foliokäämejä sekä punotuista, ohuista johtimista valmistettua Litz-lankaa. Tavallisella, pyöreällä johtimella pärjää hyvin siihen asti, kunnes läheisyysvaikutus aiheuttaa ongelmia virtalämpöhäviöiden kasvaessa. Suuremmilla taajuuksilla foliokäämitys tai Litz-lanka auttaa minimoimaan häviöitä. Yksittäinen Litz-johdin sisältää useita pienempiä johtimia, joiden halkaisija on yleensä muutamia satoja mikrometrejä.

Käämejä voidaan myös kytkeä sarjaan tai rinnan. Sarjaan kytketyt käämit muodostavat kerroksia, jolloin tunkeutumissyvyyttä paksummissa johtimissa läheisyysvaikutus korostuu. Tämä aiheuttaa virtalämpöhäviöiden eksponentiaalisen kasvun käämikierrosten lisääntyessä sillä

keskimmäisissä kerroksissa esiintyvät negatiiviset virrat vaativat ulompiin kerroksiin suuremman virran kuin normaalitilanteessa. Tätä ilmiötä voidaan torjua pienentämällä johtimien poikkipinta-alaa reilusti alle tunkeutumissyvyyden, jolloin virta jakaantuu likimain tasan eri lankojen välille. Mitä enemmän johdinkerroksia on, sitä ohuempia lankojen täytyy olla. Rinnan kytketyillä käämeillä puolestaan läheisyysvaikutus jättää ensiön sisimmän kierroksen ja toision uloimman kierroksen täysin virrattomiksi. (Nerg 2009)

3.3.3 Muuntajaikkuna ja vuorottelu

Virranjakaumaan käämityksissä voidaan parantaa muuttamalla muuntajaikkunan muotoa. Nykyisin ikkunat tehdään sellaiseen muotoon, että ne ovat kapeita ja korkeita. Tällöin käämeistä voidaan tehdä pitempiä ja yksikerroksisia, jolloin läheisyysvaikutusta voidaan redusoida. Vuorottelu on toinen mahdollinen tapa pienentää läheisyysvaikutusta. Tällöin sekä ensiössä että toiossa on kaksi erillistä käämiä. Molemmat tavat aiheuttavat kuitenkin kapasitanssia ensiön ja toision välille. (Nerg 2009)

3.4 Häviöiden laskenta ja optimointi

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

$$\sum VA = KfBJk_f k_u A_p , \quad (3.18)$$

missä J on virrantiheys johtimessa, k_f on suunnitteluparametri, joka käytännön muuntajasuunnittelussa on 1 (Nerg 2009), k_u on käämi-ikkunan täyterroin ja A_p on sydämen koko, joka saadaan kertomalla sydämen poikkipinta-ala ja käämi-ikkunan pinta-ala keskenään. Yhtälöä kutsutaan muuntajan tehoyhtälöksi.

Optimaalinen vuontiheys sydämessä saadaan laskettua kaavalla (Hurley 1996, Nerg 2009)

$$B_o = \frac{1}{K_o^{7/8} K_t} \frac{\sqrt{\Delta T}}{k_f k_u} \left(\frac{K_f \Delta T}{\sum VA} \right)^{1/6} \frac{1}{(\rho_c K_c f^\alpha)^{7/12}}, \quad (3.19)$$

missä $\sum VA$ on muuntajan kaikkien käämien yhteenlaskettu näennäisteho. Sydänmateriaalin tiheyttä merkitään ρ_c . K_c ja α ovat sydänmateriaalille ominaisia kertoimia. Kaavassa (3.19) esiintyvät kertoimet K_o ja K_t lasketaan kaavoilla (Hurley 1996, Nerg 2009)

$$K_o = \left(\frac{4\rho_w k_c k_w}{k_f^2 k_u h^2 k_a^2} \right)^{2/3} \quad (3.20)$$

ja

$$K_t = \sqrt{\frac{h}{2\rho_w k_u} \frac{k_a}{k_w}}. \quad (3.21)$$

Yhtälöissä (3.20) ja (3.21) esiintyvät kertoimet k_a , k_c ja k_w ovat vakioita, jotka käytännössä pysyvät likimain samoina. Tämä johtuu osaltaan siitä, että konvektio kertoimen h tarkka arvo ei ole tiedossa. Käytännön muuntajasuunnittelussa voidaan käyttää arvoja $k_a = 40$, $k_c = 5.6$ ja $k_w = 10$. Ainoana poikkeuksena pot core sydänmalli, jolle $k_w = 5.6$. Konvektio kertoimena suunnittelussa on hyvä käyttää arvoa $h = 10 \text{ W/m}^2$ silloin, kun tarkan arvon laskeminen on vaikeaa. (Hurley 1996, Nerg 200x)

3.4.1 Häviöiden minimointi

Kuparihäviöt lasketaan kaavalla

$$P_{Cu} = \rho_w M L T W_a k_u J^2, \quad (3.22)$$

missä MLT on käämikierroksen keskimääräinen pituus, W_a käämi-ikkunan pinta-ala, k_u käämi-ikkunan täyttökerroin. Jos tiedetään johtimen resistanssi pituusyksikköä kohden, voidaan kuparihäviöt laskea myös kaavalla

$$P_{Cu} = MLT \cdot N \cdot r_w (1 + \alpha_{20} (T_{\max} - 20)) I^2. \quad (3.23)$$

Rautahäviöt saadaan kaavalla

$$P_{Fe} = \rho_c V K_c f^\alpha B^\beta, \quad (3.24)$$

missä ρ_c on sydänmateriaalin tiheys, V on sydämen tilavuus sekä K_c , α ja β ovat materiaalille ominaisia suunnittelukertoimia.

Yhtälöstä (3.22) voidaan eliminoida virrantiheys ratkaisemalla se yhtälöstä (3.18) ja sijoittamalla yhtälöön (3.22). Tällöin saadaan kuparihäviöille yhtälö

$$P_{Cu} = \frac{\rho_w MLT W_a (\sum VA)^2}{K^2 f^2 k_u A_p^2 B^2} = \frac{a}{B^2}. \quad (3.25)$$

Havaitaan, että kuparihäviöt ovat kääntäen verrannollisia magneettivuontiheyden neliöön.

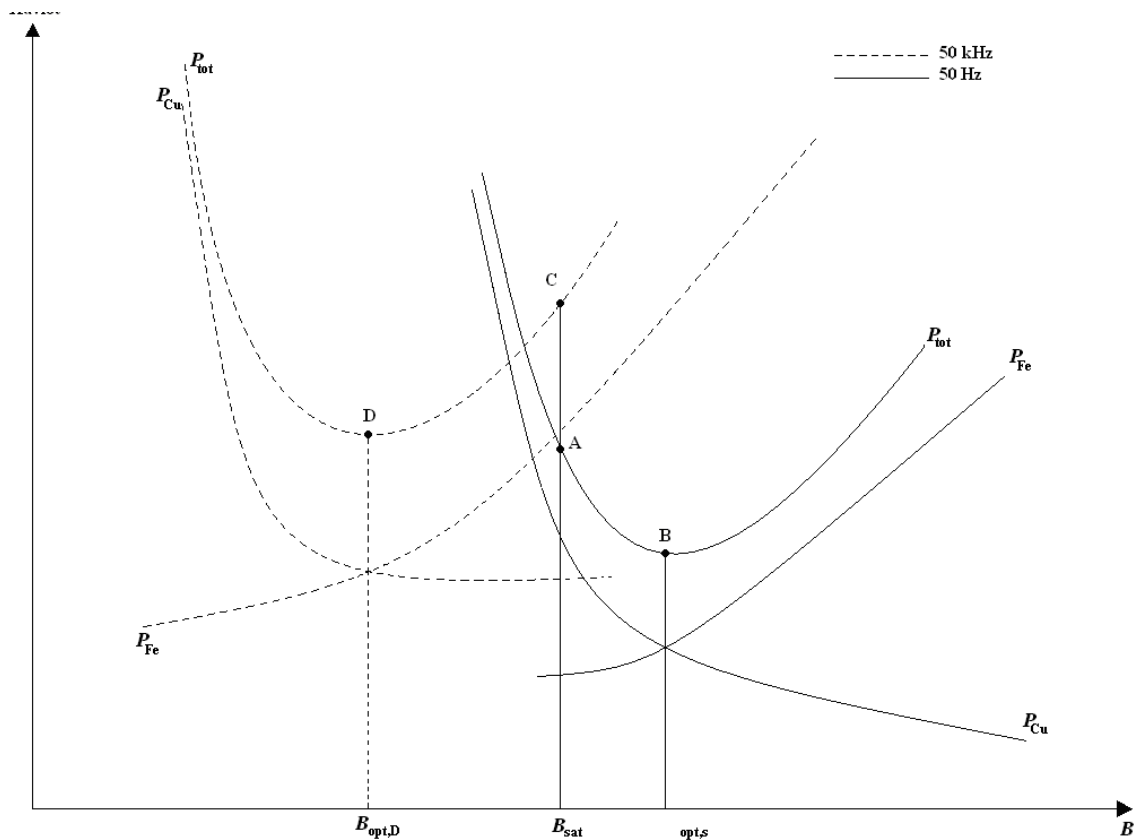
Kaavassa (3.24) oleva potenssi β on tavallisesti välillä 1.9 – 2.1. Olettamalla, että $\beta = 2$ saadaan rautahäviöille yhtälö

$$P_{Fe} = \rho_c V K_c f^\alpha B^\beta = b B^2. \quad (3.26)$$

Täten kokonaishäviöt voidaan kirjoittaa

$$P_{\text{tot}} = P_{\text{Cu}} + P_{\text{Fe}} = \frac{a}{B^2} + bB^\beta. \quad (3.27)$$

Kuvassa 3.8 on esitetty kokonaishäviöiden (kaavan (3.27)) käyttäytyminen muuntajassa matalilla ja korkeilla taajuuksilla. Kuvaan on myös merkitty eri mitoituspisteitä sekä 50 kHz että 50 Hz taajuuksilla. Havaitaan, että matalilla taajuuksilla optimaalinen vuontiheys on suurempi kuin materiaalin kyllästysvuontiheys. Tämä johtaa siihen, että mitoituksessa on käytettävä kuvan pistettä A. Tällöin käytettävä ja maksimi vuontiheys on kyllästysvuontiheys. Kyllästysvuontiheydellä kokonaishäviöt ovat suuremmat kuin optimaalisella arvolla, jolloin häviöminimin saavuttaminen on mahdotonta.



Kuva 3.8. Käyrästöjä muuntajan kokonaishäviöiden käyttäytymistä eri taajuuksilla erilaisissa mitoitusopisteissä (Hurley 1996).

Viitteen (Hurley 1996) mukaan korkeammille taajuuksille siirryttäessä optimaalinen arvo puutoaa saturaatioarvon alle, jolloin voidaan mitoituspisteenä käyttää kuvan 3.8 pistettä D. Tällöin johtimien virtalämpöhäviöt P_{Cu} ja sydämen rautahäviöt P_{Fe} ovat yhtäsuuret

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

$$A_p = K_o \left(\frac{\sum VA}{Kf\Delta T} \right)^{\frac{4}{3}} (\rho_c K_c f^a)^{\frac{2}{3}}. \quad (3.28)$$

Kun $B_o > B_{sat}$, sydämen koon määrittäminen monimutkaistuu ja suunnittelupisteenä käytetään pistettä A. Tällöin sydämen koko voidaan laskea sijoittamalla optimaalinen virrantiheys muuntajan tehoyhtälöön (3.18). Tämä perustuu olettamukseen, että kiinteällä taajuudella kokonaishäviöt ovat kaksinkertaiset kuparihäviöihin verrattuna

$$J_o = K_t \sqrt{\frac{\Delta T}{A_p^{1/4}}}. \quad (3.29)$$

Tällöin muuntajan optimaaliseksi sydämen kooksi saadaan

$$A_{pi} = K_o \left(\frac{\sum VA}{KfBk_f k_u K_t \sqrt{\Delta T}} \right)^{\frac{8}{7}}. \quad (3.30)$$

3.5 Muuntajan mitoitus DC/AC konvertteriin

Suunnitellaan muuntaja DC/AC konvertteriin galvaanisen erotuksen aikaansaamiseksi. Muuntaja optimoidaan mahdollisimman hyvälle hyötysuhteelle, jotta se ei alenna järjestelmän kokonaishyötysuhdetta liikaa. Syöttöparametrit muuntajalle saadaan pääasiassa syöttävän ensiö hakkurin lähtöarvoista ja vaatimuksista. Ensiöhakkuri on toteutettu resonanssikonvertterillä, jolloin muuntajan ensiön induktanssi vaikuttaa sen toimintaan. Tämä tekee optimaalisen yhdistelmän löytämisen hyvin haasteelliseksi, sillä muuntajan suunnittelu vaikuttaa suoraan resonanssikonvertterin toteuttamiseen ja vastaavasti resonanssikonvertteri vaikuttaa muuntajan toteutukseen.

Toisiopuolella muuntajalle vaatimukset asettaa verkkovaihtosuuntaaja, joka on toteutettu PDM-ohjauksella. Muuntajan toisio on mitoitettava keskipistekytkeytyksi, jotta verkkovaihtosuuntauksessa tapahtuva tasasuuntaus voidaan toteuttaa siten että vain yksi diodi on kerrallaan virrallinen. Tämä vähentää häviöitä ja parantaa laitteen hyötysuhdetta.

Muuntajan suunnitteluun ja mitoittamiseen käytetään apuna MATLAB ohjelmistoa sekä simulointiin sen Simulink simulointiohjelmistoa.

3.5.1 Muuntajan spesifikaatiot asetetut rajoitukset

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

- Nimellisteho 1 kVA
- Muuntajan hyötysuhteen on oltava mahdollisimman hyvä
- Muuntajan toimintataajuus 140 kHz
 - o Sydänmateriaalina ferriitti

- Muuntajan toimintalämpötila 100 °C johtuen ferriittien optimaalisesta toimintalämpötilasta
- Ympäristön lämpötila ja sen vaihteluväli – 40 – 60 °C
 - o Vaikea arvioida, koska ei tiedetä tuleeko laite ulko- vai sisätilaan
- Toisiokäämityksestä on tehtävä väliulosotollinen
- Ension jännitteen huippuarvo on 470 V
- Toision jännitteen huippuarvon sanelee syklokonvertteri
- Kestettävä hetkellinen ylijännite ja siitä aiheutuva virrankasvu

Ensiön jännitteen ja muuntajan tehon ollessa ennalta määrättyjä, virta muuntajan ensiossa noussee kohtalaisen suureksi. Tämä tuottaa myös ongelmia ensiöhakkurissa sillä mitä suurempi virta sitä suuremmat poiskytkentähäviöt. Tähän virran suuruuteen voidaan vaikuttaa ainoastaan muuttamalla jännitteen käyrämuotoa. Siniaallolla tarvitaan suurempi tehollisarvo virralle kuin kanttiaallolla sillä kanttiaallon huippuarvo on suoraan sen tehollisarvo. Teoriassa lähdön käyrämuoto on puhdasta siniaaltoa, joten mitoitetaan muuntaja siniaallolle. Kuitenkin siinä tapauksessa, että muuntajalle tulee lähemmäs kanttiaaltoa, ei uudelleen mitoitus ole kovin hankala toimenpide.

Toision huippujännitteen sanelee pitkälti syklokonvertterin vaatimukset. Jännitteen tulee olla niin korkea, että tasasuunnatun jännitteen tehollisarvosta saadaan PDM-modulaatiolla tuotettua verkkostandardien mukaista vaihtojännitettä. Vähintään toision jännitteen tulee olla huippuarvoltaan 515 V ja mieluummin enemmän. Asetetaan muuntajan toision halutuksi jännitteeksi huippuarvoltaan 555 V, jolloin muuntosuhde olisi.

$$n = \frac{U_p}{U_s} = 0.847. \quad (3.31)$$

Muuntajan toisiota kuormittava syklokonvertteri ottaa tehoa yhdestä toisiokäämistä kerrallaan, jolloin niiden molempien lähtötehon tulee olla 1 kVA. Toision jännite myös tasasuunnataan, jolloin lähtötehon laskennassa on huomioitava tasasuuntaussillassa tapahtuvat jännitehäviöt.

Toisiossa tarvittava virta 1 kVA teholla ja $U_s = 392 \text{ V}_{\text{rms}}$ jännitteellä on 2.548 A. Tarvittavaksi lähtötehoksi muuntajalle, kun oletetaan, että diodeissa tapahtuu 1.4 V jännitehäviö, saadaan.

$$P_o = (U_s + 1.4\text{V}) \cdot 2.548\text{A} \approx 1004\text{VA} . \quad (3.32)$$

Liitteestä (Hurley 1996) saadaan VA kaava sillä erotuksella, että tässä muuntajassa toisiokäämejä käytetään vuorotellen, jolloin niiden läpi kulkee koko 1 kVA teho. Muuntajan VA arvo saadaan kaavalla

$$\sum \text{VA} = \left(\frac{\sqrt{2}}{\eta} + \frac{\sqrt{1+D}}{D} \right) P_o , \quad (3.33)$$

missä η on haluttu hyötysuhde ja D kytkentäkerroin.

Muuntajalle annetuilla spesifikaatioilla kaikkien käämien yhteenlasketuksi näennäistehoksi eli VA-arvoksi saadaan $\text{VA} = 2854 \text{ VA}$.

3.5.2 Muuntajan suunnittelu

Muuntaja sydämen muodolle ei ole rajoitteita, sillä käytännössä kaikilla sydäntyypeillä saadaan toteutettua yli 99 % hyötysuhteen omaava muuntaja sekä galvaaninen erotus. Eräs peruste valita muuntajasydän on pyrkimys hajavuon minimointiin. Tällöin toroidisydän olisi käytännössä itsestäänselvyys. Kuitenkin ensiöhakkurin ollessa resonanssikonvertteri, voidaan muuntajan ensiön magnetointi- ja hajainduktanssit integroida konvertteriin. Toroidilla hajavuon arvioiminen ja – induktanssien laskenta riittävän tarkasti on käytännössä mahdoton tehtävä, jolloin toroidia ei voida käyttää hyväksi, jos muuntaja integroidaan magneettisesti ensiön konvertteriin. Tämän vaatiman hajainduktanssien arvioinnin voi toteuttaa parhaiten esimerkiksi ETD-sydämellä, joita on käytetty paljon tällaisissa sovelluksissa. ETD-sydän on myös hyötysuhteen maksimoinnissa parempi verrattuna tavalliseen E-sydämeen. Valmist-

jat ovat siirtyneet enemmänkin valmistamaan ETD-sydämiä E-sydänten sijasta, johtuen ensimmäisten taloudellisuudesta jälkimmäisiin verrattuna.

Magneettimateriaalina käytetään Siemensin N67 MnZn ferriittiä, joka on yleisesti käytetty juuri kyseessä olevalla teho- ja taajuusalueella. Materiaalin helppo saatavuus monissa eri muodoissa mahdollistaa tarvittaessa myös suuren suunnitteluvapauden muuntajaa mitoitettaessa.

Ainoastaan siinä tapauksessa, että järjestelmän kokonaishyötysuhde näyttäisi jäävän hieman alle tavoitteen, on kannattavaa yrittää nostaa muuntajan hyötysuhdetta edelleen.. Tällöin myös muuntajasydämen valinnalla voidaan vaikuttaa hyötysuhteen optimointiin Tämän ollessa kuitenkin yli 99 %, sen hukkaama teho on verrattain niin pieni järjestelmän muihin osiin nähden, että prosentin osien viilaaminen on käytännössä merkityksetöntä. Lopullisessa sovelluksessa hyötysuhde optimoidaan annettujen spesifikaatioiden ja taloudellisten näkökulmien mukaan.

Vuontiheys sydämessä ja sydämen koko

Valmistajilta on saatavilla käyräsovituspärametreja, joita käyttää mitoituksessa. Taulukossa 1 on esitetty N67 ferriitin käyräsovituspärametrit, jotka saadaan käyräsovituksilla valmistajan datalehdestä löytyviin käyriin.

Taulukko 1. Rautahäviöiden laskennassa käytettäviä arvoja ja kertoimia N67 MnZn ferriitille.

B_{sat} [Vs/m ²]	μ_r [Vs/Am]	ρ [Ωm]	ρ_c [kg/m ³]	K_c	α	β
0.4	2000	1.0	4800	$1.9 \cdot 10^{-3}$	1.24	2.00

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

Liitteessä I on laskettu kaavoilla (3.19 – 3.21) ja taulukon 1 arvoilla muuntajan optimaaliseksi vuontiheydeksi

$$B_o = 0.0967 \text{ Vs/m}^2.$$

Havaitaan, että $B_o < B_{\text{sat}}$. Tällöin voidaan käyttää kaavaa (3.28) optimaalisen sydämen koon määrittämiseksi.

$$A_p = 2.903 \text{ cm}^4.$$

N67 ferriitistä valmistettuja sydämiä on saatavilla monipuolinen valikoima. Ensimmäiset kaksi riittävän suurta vaihtoehtoa ovat ETD44 E ja ETD49 sydämet, joiden koot ovat 3.63 cm^4 ja 5.68 cm^4 . Jälkimmäinen sydän on jo noin kaksinkertainen verrattuna optimaaliseen kokoon, joten tätä suurempaa sydäntä ei kannata valita, koska sydämen koon kasvaessa rautahäviöt kasvavat myös. Toisaalta ensiön resonanssikonvertteri asettaa ensiön induktanssin suhteen vaatimuksen, että sen on oltava mahdollisimman pieni. Tämä tarkoittaa, että liian pienellä sydämellä ei voida toteuttaa. Lisäksi, koska muuntajalla tehdään järjestelmään galvaaninen erotus, on käämikierrosten väliin saatava mahdutettua SFS 6000 standardin mukainen riittävä eristys.

Käämikierrosten määrä ja johtimien koko

Määritetään tarvittava määrä käämikierroksia kaavan (3.16) avulla.

$$N_p = \frac{U_{p,\text{rms}}}{KfBA_e}. \quad (3.34)$$

Kaavan (3.34) mukaan ensiön käämikierrosmäärä N_p on kääntäen verrannollinen poikkipinta-alaan A_e ja kääntäen verrannollinen magneettivuontiheyteen B . Ensiön liitinjännite $U_{p,\text{rms}}$ sekä

taajuus f ovat määrättyjä ja kun vuontiheytenä käytetään edellä laskettua optimaalista arvoa B_0 on sydämen poikkipinta-ala ainoa tekijä, jolla voidaan vaikuttaa käämikierrosmäärän suuruuteen. Resonanssi konvertteri asettaa ensiön induktanssille vaatimuksen, että sen tulee olla mahdollisimman pieni. Mitä pienempi se on sitä paremmin konvertterin saa toimimaan resonanssitaajuudellaan.

Induktanssi muuntajan käämissä voidaan laskea kaavalla

$$L = \frac{N^2}{R_m}. \quad (3.35)$$

Sijoittamalla yhtälö (3.35) yhtälöön (3.34) saadaan induktanssille

$$L = \frac{\mu U_{p,rms}^2}{K^2 f^2 B^2 A_e l_e}, \quad (3.36)$$

missä l_e on magneettipiirin efektiivinen pituus. Yhtälöstä (3.36) havaitaan, että induktanssiin voidaan vaikuttaa myös toisella sydämen parametrilla, magneettitien efektiivisellä pituudella.

Liitteessä I on laskettu käämikierrosmäärät ja induktanssit sydämille ETD44 E ja ETD49 E. Laskuissa käytetyt parametrit on esitetty taulukossa 2.

Taulukko 2. Kahden ETD-sydämen suunnittelussa apuna käytettävät parametrit.

Sydän	l_e [mm]	A_e [mm ²]	V_e [mm ³]	m [g]	W_a [mm ²]	A_p [cm ⁴]
ETD44 E	103	173	17800	94	210	3.63
ETD49 E	114	211	24000	126	273	5.68

Sydämelle ETD44 E ensiön käämikierroksiksi saadaan $N_p = 32$ ja sen induktanssiksi $L_p = 4.3$ mH. Toision kierrosmäärät voidaan laskea jakamalla N_p muuntosuhteella, jolloin toisioille vas-

taaviksi arvoiksi saadaan $N_s = 38$ ja $L_s = 6.1$ mH. Vastaavasti ETD49 E:lle samoiksi arvoiksi saadaan $N_p = 26$, $N_s = 31$, $L_p = 3.1$ mH ja $L_s = 4.5$ mH. Havaitaan, että suuremmalla sydämellä saadut induktanssin arvot ovat selkeästi pienemmät.

Ensiöpuolella eroa on noin 28 % ja toisiossa noin 27 %. Selitys tälle löytyy yhtälöstä (3.35). Sen mukaan induktanssi on suoraan verrannollinen käämikierrosten neliöön ja kääntäen verrannollinen reluktanssiin. Vaikka vaihdettaessa suurempaan sydämeen reluktanssi kasvaa, pienenevät käämikierrokset niin paljon, että suuremmalla sydämellä saavutetaan pienemmät induktanssit.

Koska kyseessä on erotusmuuntaja, on ensiö- ja toisiokäämit kyettävä erottamaan galvaanisesti toisistaan. Käämitysten väliin on myös sijoitettava riittävä eristys SFS 6000 standardin mukaisesti, jotta saavutetaan standardissa määritetyt eristysmuuntajan vaatimukset. Tällöin pienempi määrä johdinkierroksia ja suurempi käytettävissä oleva käämitystilavuus puoltavat myös ETD49 E sydämen käyttöä. Lisäksi muutos rautahäviöissä on noin 1 W luokkaa, jolloin kokonaishyötysuhteen huonontuminen jää vain 0.1 %:iin. Valitaan siis käytettäväksi sydämeksi ETD49 E.

Johtimien koon määrittämiseksi on laskettava ensin käämeissä kulkevat virrat ja virrantiheys. Koska tapaus ei vastaa täysin optimitilannetta sydämen koon osalta, joudutaan virrantiheys laskemaan yhtälöllä (Hurley 1996)

$$J = \sqrt{\frac{400\sqrt{A_p}\Delta T - mK_c f^\alpha B^\beta}{\rho_w k_u V_w}}. \quad (3.37)$$

Ensiövirran laskemiseksi tulee selvittää tyhjäkäyntivirta I_0 . Yhtälön (3.13) perusteella voidaan olettaa, että kaikki tyhjäkäyntihäviöt muodostuvat käytännössä rautahäviöistä P_{Fe} . Tyhjäkäyntivirran yhtälöksi saadaan ensiön jännitteen avulla

$$I_0 = \frac{P_{\text{Fe}}}{\left(\frac{U_p}{\sqrt{2}}\right)} = \frac{mK_c f^\alpha B_o^\beta}{\left(\frac{U_p}{\sqrt{2}}\right)} \quad (3.38)$$

ja sen arvoksi $I_0 = 0.0159 \text{ A}$.

Ensiövirta voidaan laskea kun tiedetään toisiovirran ja tyhjäkäyntivirran arvo. Täydessä kuorimituksessa ensiön liitinjännite painaa ensiöön lisävirran, jonka suuruus on toisiovirta jaettuna muuntosuhteella. Tämä lisätään tyhjäkäyntivirtaan jolloin ensiön virran arvoksi saadaan $I_{p,\text{rms}} = 3.084 \text{ A}$.

Yhtälöllä (3.37) saadaan virrantiheydeksi $J = 3.101 \text{ A/mm}^2$. Tällaisella virrantiheydellä muuntajaa ei tarvitse jäähdyttää koneellisesti, vaan vapaa konvektio riittää. Tähän tietysti vaikuttaa muuntajan sijoittaminen ja kotelointi.

Tarvittava johdinpinta-ala saadaan jakamalla virta virrantiheydellä. Ensiön johtimien poikkipinta-alaksi saadaan $A_{\text{wp}} = 0.985 \text{ mm}^2$ ja toision $A_{\text{ws}} = 0.823 \text{ mm}^2$. Johtimien halkaisijoiksi saadaan näiden arvojen perusteella $d_{\text{wp}} = 0.0441''$ ja $d_{\text{ws}} = 0.0403''$. Halkaisijat on ilmoitettu tuumissa, koska suurin osa valmistajista ilmoittaa valitettavasti langan nimellishalkaisijan tuumissa.

Muuntajan käämilankana käytetään Litz-lankaa, koska taajuus on korkea. Tällöin ei virranahtomuodosta ongelmia ja kuparihäviöt pysyvät hallinnassa. Lähteestä (New England Wire Technologies) löytyy eri taajuusalueille optimoituja Litz-johtimia. Taajuusalueelle 100 kHz – 200 kHz löytyvistä vaihtoehdoista voidaan valita toisoon 0.045'' ja ensiöön 0.056'' halkaisijan omaavat johtimet. Näitäkin paksumman johtimen käyttäminen toki vähentää kuparihäviöitä, mutta toisaalta myös kasvattaa tarvittavaa käämitystilavuutta, jolloin joko käämitykset eivät mahdu valitulle sydämelle tai eristykselle ei jää tilaa käämikierrosten väliin.

Molempien käämien johtimille mitoitetaan hieman suurempi johdin kuin olisi tarpeen, mutta tämä mahdollistaa lyhytaikaisen muuntajan ylikuormituksen ilman, virran kasvun myötä suurentuneet kuparihäviöt aiheuttaisivat hyötysuhteen putoamisen alle 99 %:iin.

Häviöiden ja hyötysuhteen laskenta

Muuntajan häviöt muodostuvat sekä johtimissa tapahtuvista kuparihäviöistä että sydämen rautahäviöistä. Kuparihäviöiden laskemiseksi lähteestä (New England Wire Technologies) saadaan johtimille DC-resistanssi arvo 20 °C lämpötilassa. Liittessä I on laskettu kuparihäviöt molemmille käämeille kaavalla (3.23). Kokonaiskuparihäviöiksi maksimikuormituksella saadaan

$$P_{\text{Cu}} = P_{\text{Cu,p}} + P_{\text{Cu,s}} = 0.987\text{W} + 0.520\text{W} = 2.027\text{W}. \quad (3.39)$$

Vaikka muuntajassa on kaksi toisiokäämiä, ei niitä kuormiteta kuin toista kerrallaan. Tästä syystä toision kuparihäviöitä ei tarvitse kertoa kahdella.

Lasketaan muuntajassa tapahtuvat häviöt täydellä kuormituksella. Ferriteille verrattain matalilla taajuuksilla ei sydämessä synny merkittäviä pyörrevirtahäviöitä. Rautahäviöiden laskennassa käytetään kaavaa (3.26). Liitteessä I on laskettu sydämessä tapahtuviksi rautahäviöiksi $P_{\text{Fe}} = 5.3\text{W}$. Näin ollen kokonaishäviöiksi muuntajassa maksimikuormalla saadaan

$$P_{\text{d}} = P_{\text{Fe}} + P_{\text{Cu}} = 5.2996\text{W} + 1.4457\text{W} = 6.7452\text{W} \quad (3.40)$$

Hyötysuhteen laskemiseksi on laskettava muuntajan lähtöteho. Täydellä kuormituksella muuntajan antama lähtöteho on

$$P_{\text{out}} = \left(\frac{U_{\text{s}} + U_{\text{diodisilta}}}{\sqrt{2}} \right) \cdot I_{\text{s}} = \frac{555\text{V} + 1.4\text{V}}{\sqrt{2}} \cdot 2.548\text{A} = 1004\text{W}. \quad (3.41)$$

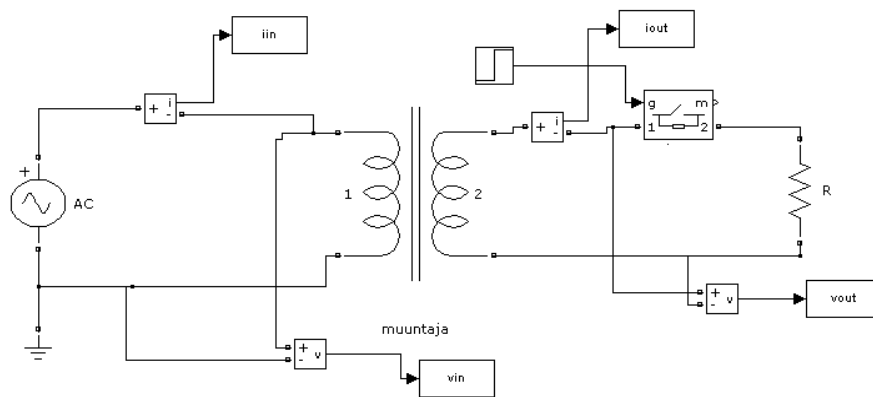
Hyötysuhde lasketaan jakamalla lähtöteho lähtötehon ja kokonaishäviötehon summalla. Kokonaishyötysuhteeksi muuntajalle saadaan siis

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{out}} + P_{\text{d}}} \cdot 100\% = \frac{1004\text{W}}{1004\text{W} + 6.7452\text{W}} \cdot 100\% = 99.33\% . \quad (3.42)$$

Havaitaan, että muuntajan hyötysuhde on yli 99 % nimellispisteessä.

3.5.3 Muuntajan simulointi

Muuntajaa simuloidaan Simulink-simulointiohjelmistolla. Koska muuntajassa kuormitetaan vain toista toisiokäämiä kerrallaan, rakennetaan simulointimalli yksitoisioisesta muuntajasta. Simulointimalli on esitetty kuvassa 3.9. Muuntajaa simuloidaan sekä tyhjäkäynnissä että täydellä kuormituksella.



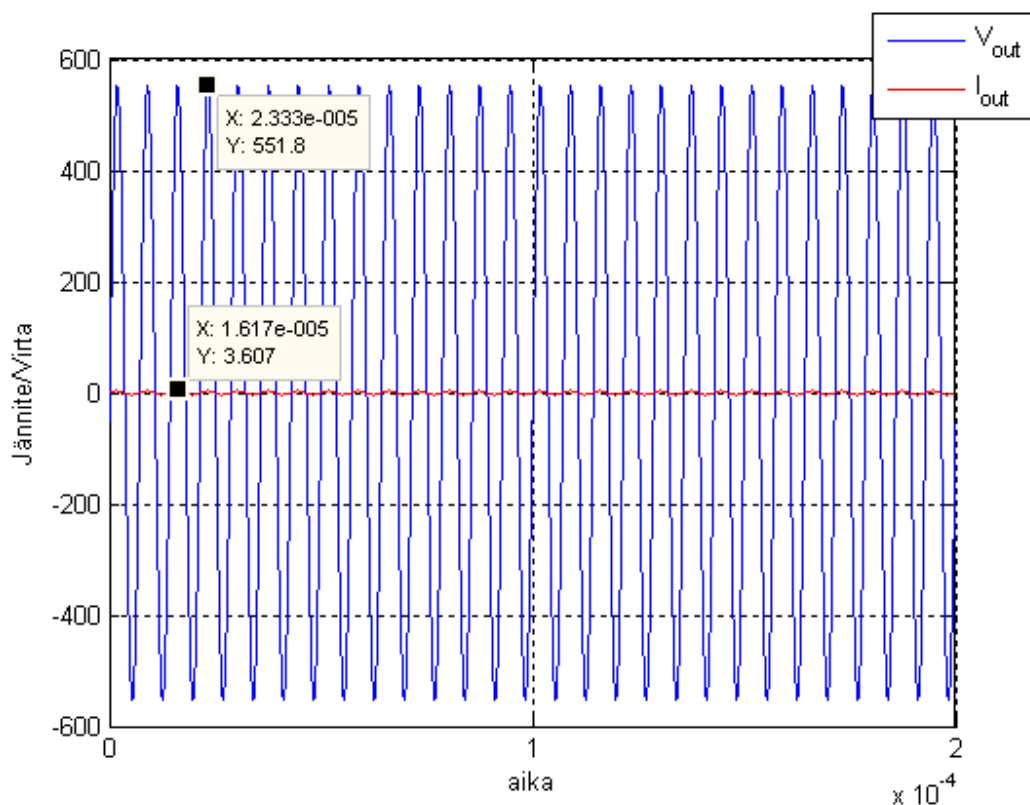
Kuva 3.9. Muuntajan simuloimiseen käytettävä simulointimalli.

Simulointimallina on käytetty Simulinkista valmiina löytyvää lineaarisen muuntajan komponenttia. Tällöin malli ei sisällä sydämen kyllästymisestä aiheutuvia ilmiöitä. Tämä ei kuitenkaan aiheuta ongelmia, sillä muuntajassa käytettävä vuontiheys on reilusti kyllästymisvuotiheyden alapuolella. Muuntajan simulointimalliin syötetään parametreina käämien jännitteiden tehollisarvot, käämitysten resistanssit R_p ja R_s , hajakapasitanssit $L_{\sigma p}$ ja $L_{\sigma s}$ sekä magnetointi-

induktanssi L_m ja –resistanssi R_m . Simulointia varten on liitteessä II on laskettu pu-arvot induktansseille ja resistansseille Simulinkin ohjeiden mukaan.

Simulointitulokset on esitetty kuvissa 3.10 ja 3.11. Kuviin on merkitty sekä virran että jännitteen huippuarvot lähtö ja ottotehon laskemista varten. Näillä arvoilla muuntajan hyötysuhteeksi saadaan

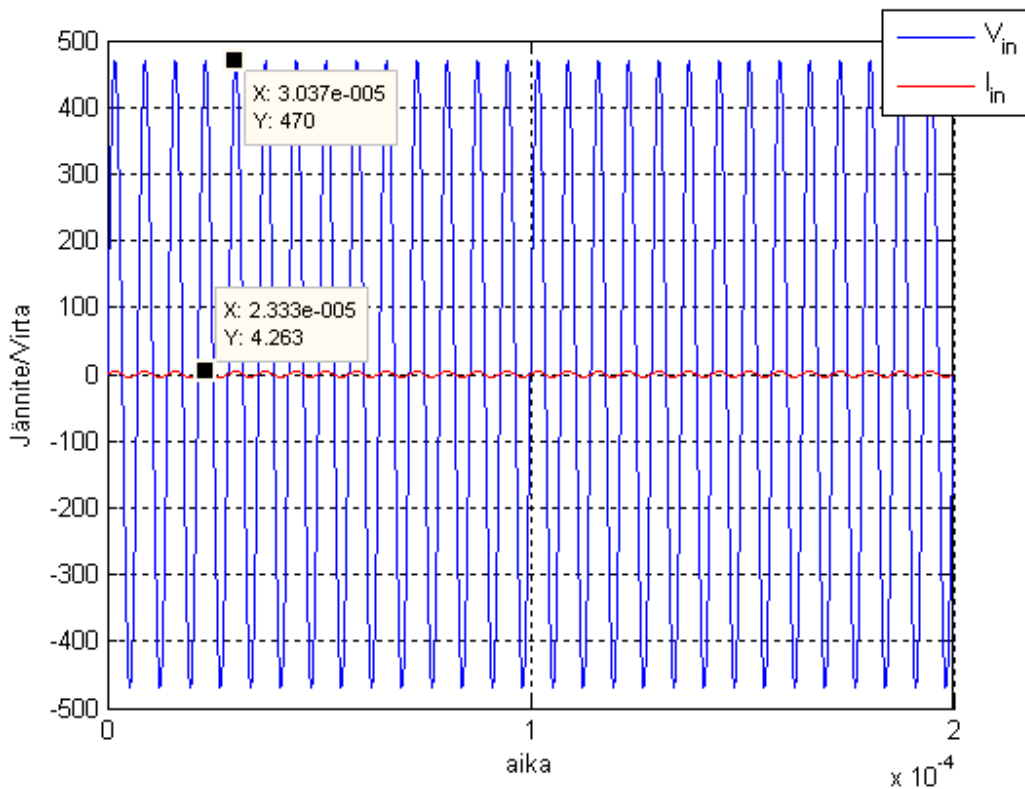
$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} \cdot 100\% = \frac{551.8\text{V} \cdot 3.607\text{A}}{\frac{470\text{V} \cdot 4.263\text{A}}{2}} \cdot 100\% \approx 99.34\% . \quad (3.43)$$



Kuva 3.10. Muuntajan lähdön jännite ja virta täydellä kuormituksella.

Kuvasta 3.10 nähdään myös, että muuntajan lähdön jännitteen huippuarvo asettuu myös noin 550 V tasolle. Jännitteen putoaminen halutusta 555 V:sta selittyy käämityksissä tapahtuvilla

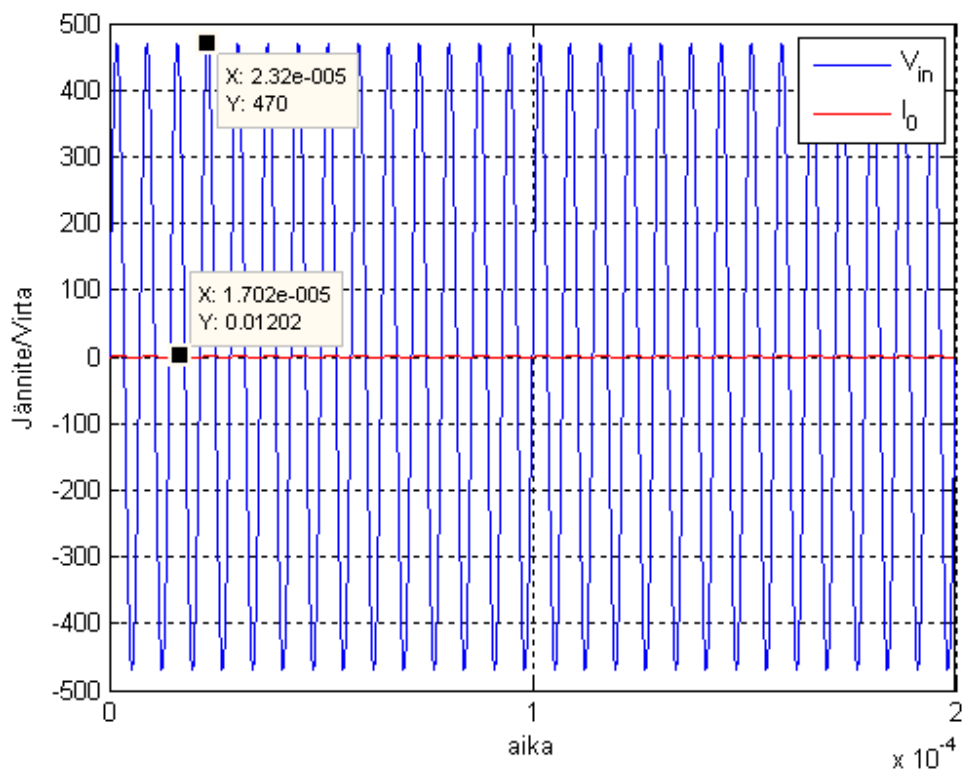
resistiivisillä ja induktiivisilla häviöillä. Myös rautahäviöt aiheuttavat sen, että magneettivuosta ei voida käyttää kaikkea toisiojännitteen aikaansaamiseksi, jolloin käämeihin indusoidu aivan nimellisjännitteen suuruinen jännite. Tämä on täysin odotettu ilmiö ja toision syöttämän syklokonvertterin suunnittelussa käytetään jännitteen huippuarvon odotusarvona 550 V.



Kuva 3.11. Muuntajan ensiön jännite ja virta täydellä kuormituksella.

Muuntaja vaikuttaa toimivan täydellä kuormalla teoreettisen tarkastelun ennustamalla tavalla. Tyhjäkäynnissä muuntajan tyhjäkäyntivirta näyttäisi olevan hieman pienempi kuin teoreettisesti laskettu. Tämä johtuu siitä, että simuloinnissa sydämen häviöitä on mallinnettu oletuksella, että magnetointivirta I_m on noin 0.2 % ensiön nimellisvirrasta. Käytännössä kaikki tyhjäkäyntivirta kuluu rautahäviöihin, joten magnetointivirran osuus siitä jää häviävän pieneksi ja se on käytännössä lähes nolla (Aura 1994). Lisäksi Simulink itse ehdottaa suoraan käytettyä arvoa oletusarvoksi. Kuvassa 3.12 on esitetty muuntajan ensiön jännite ja virta tyhjäkäynnillä.

Havaitaan, että muuntaja toimii odotetulla tavalla vaikkakin tyhjäkäyntivirta I_0 jää simuloinnissa noin 0.4 mA alhaisemmaksi kuin laskettua. Prosenteissa ilmaistuna tämä on noin 25 % mikä vaikuttaa varsin suurelta. Virran pieneminen havaitaan sekä kuparihäviöiden kannalta että rautahäviöiden kannalta, koska ensiön virta on suoraan verrannollinen magneettivuontiheyden rautahäviöiden ollessa suoraan verrannollisia magneettivuontiheyden neliöön. Kuparihäviöt puolestaan ovat suoraan verrannollisia virran neliöön.



Kuva 3.12. Muuntajan ensiön virta ja jännite tyhjäkäynnillä.

3.6 Loppupäätelmät

Tämä työ osoittaa, että muuntajaa ei tule pitää kovin yksinkertaisena sähkökoneena, kuten voisi ensiajatuksella vaikuttaa. Muuntajien toiminta on kuitenkin suhteellisen yksinkertaista ja

toimivan muuntajan suunnittelu ei ole kovin vaikeaa sen jälkeen, kun on perehtynyt niiden toiminnan sähkötekniisiin ja sähkömagneettisiin perusteisiin.

Hurleyn vuonna 1996 esittelemä tapa mitoittaa ja optimoida suurtaajuusmuuntaja on osittain käytännönläheinen, mutta kuitenkin erittäin teoreettinen. Tämä johtuu siitä, että siihen sisältyy muutamia oletuksia ja tyyppillisten arvojen käyttämistä. Toisaalta yleisesti ottaen nämä tyyppilliset arvot on valittu yläkanttiin siten, että suunnittelu tähtää pahimman mahdollisen tilanteen mukaiseen toimintaan. Tällöin toimintaa normaalissa kuormituksessa voidaan pitää käytännössä optimaalisena. Tällä tavalla päästään mainioihin tuloksiin ja teoreettisuudestaan huolimatta se ei ole kovin vaikea menetelmä.

Haastavan ja työlään muuntajan suunnittelusta teki resonanssikonvertteri, joka asetti vaatimuksia ensiön pää- ja hajainduktanssille. Alussa konvertterin suunnittelu hidasti muuntajan lopullista suunnittelua. Tämän takia vei hieman aikaa ennen kuin muuntajalle pystyttiin asettamaan lopullisia parametreja. Tällaisissa monista osista koostuvissa projekteissa tällainen on kuitenkin lähes väistämätöntä ja osin jopa odotettavaa.

Muuntajan hyötysuhteeksi saatiin yli 99.32 % teoreettisena arvona ja 99.34 % simuloituna. Simulointituloksia on pidettävä kuitenkin jokseenkin suuntaa-antavina, sillä käytetyssä simulointimallissa ei epäideaalisuuksia ollut muualla kuin muuntajassa. Toisaalta myös simuloinnissa tarvittavaa muuntajan magnetointivirran suuruutta on erittäin vaikea arvioida. Simuloinnissa käytetty 0.2 % osuus nimellisvirrasta, joka on Simulinkin perusehdotus, on hyvä arvio ollen alle puolet koko tyhjäkäyntivirran suuruudesta. Ilmeisesti tämä on kuitenkin hieman yläkanttiin osunut arvio ja selittää simuloitutulosten antaman hieman paremman hyötysuhteen kuin teoreettinen tarkastelu osoittaa.

Teoreettisesti muuntajan hyötysuhdetta on mahdollista nostaa hieman, mutta käytännössä tällä ei ole merkitystä. Muuntajan tuloon syötetään pakostakin montaa eri taajuutta sisältävää aaltoa, jolloin tässä työssä laskettu hyötysuhde on enintään maksimihyötysuhde. On huomattava,

että lopullisessa järjestelmässä muuntaja tulee optimoida mahdollisimman hyvin energiatehokkuuden, taloudellisten näkökulmien ja voimassaolevien standardien mukaan.

4 PULSSINTIHEYSMODULAATIO: AC-PDM

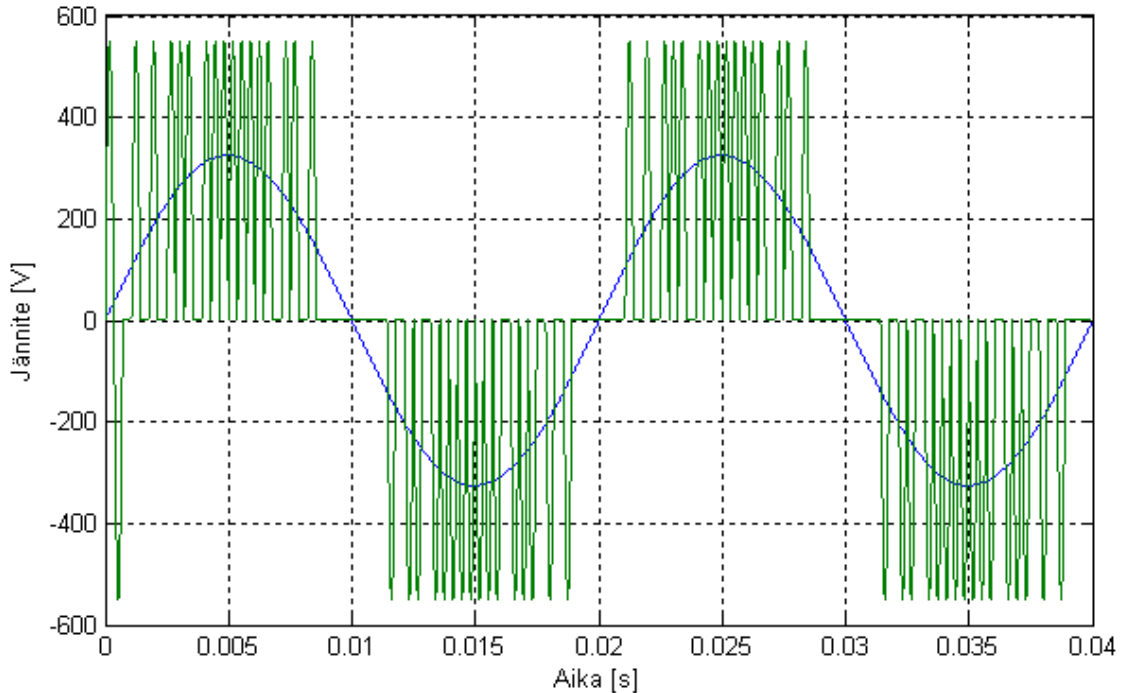
Muuntajalta tuleva suuritaajuinen vaihtojännite täytyy jotenkin muuttaa halutuksi 50 Hz verkkojännitteeksi. Helpoiten tämä muunnos voitaisiin toteuttaa tasasuuntaamalla muuntajalta tuleva jännite ja vaihtosuuntaamalla se sen jälkeen esimerkiksi kokosiltainvertterillä pulssinleveysmodulaation avulla haluttuun muotoon. Tällöin ei kuitenkaan voitaisi välttää kytkimien kovaa kytchentää, joka lisää häviöitä merkittävästi ja toisaalta tasasuuntaus ennen uutta vaihtosuuntausta on ylimääräinen muunnos, joka olisi toivottavaa pystyä välttämään.

Pulssintiheysmodulaation (PDM, Pulse Density Modulation) avulla on mahdollista toteuttaa suora AC-AC-muunnos ja lisäksi siinä käytetään pehmeätä kytchentää, joten se on ainakin teoriassa lupaava vaihtoehto. Seuraavissa kappaleissa tutustutaan pulssintiheysmodulaation teoriaan ja tutkitaan sen soveltuvuutta tämän työn vaatimaan tarkoitukseen. Pulssikuvioiden generoimiseen esitellään tarkemmin yksinkertainen pinta-alojen vertailuun perustuva menetelmä (AC-PDM, Area Comparison-Pulse Density Modulation), jonka suorituskykyä analysoidaan FFT:n avulla. Pulssintiheysmodulaatiosta puhuttaessa tässä luvussa tarkoitetaan nimenomaan tätä edellä mainittua AC-PDM-menetelmää erotuksena esimerkiksi sigma-delta modulaatiosta tai muista pulssintiheysmodulaation tavoista.

4.1 Pulssintiheysmodulaation periaate ja toteutus

Pulssintiheysmodulaatio perustuu ideaan, että suurempitaajuisesta vaihtojännitteestä (HFAC) syntetisoidaan matalataajuisempaa signaalia siten, että suuritaajuisen signaalin puolijaksojen tiheys moduloidaan matalataajuisen signaalin amplitudiksi. Koska PDM:ssä kytchentähetki on rajoitettu suuritaajuisen vaihtojännitteen nollakohtiin, tulee sen puolijaksosta synteessin peruskomponentti (Xianmin 2006). Käytännössä siis HFAC:n puolijakso on pienin yksikkö, jota voidaan halutun signaalin luomiseksi käsitellä ja prosessi on tältä osin luonteeltaan diskreetti. Tämä luo tietysti rajoituksia, mutta toisaalta näin voidaan pienentää kytchentähäviöitä huomattavasti. Kuvassa 4.1 on esitetty PDM:n peruseriaate. Hyvin yksinkertaisesti sanottuna modulointi tapahtuu niin, että mitä suurempi amplitudi tarvitaan, sitä tiheämmässä suuritaajuisen

signaalin puolijaksoja syötetään. Näin saadaan ainakin teoriassa muodostetuksi mikä tahansa riittävän sileä ja hitaasti muuttuva signaali, jonka amplitudi ei ole liian suuri (Sood 1988).

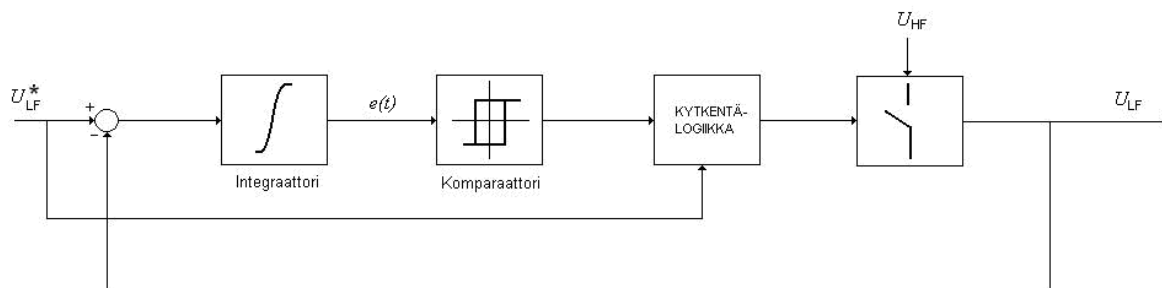


Kuva 4.1. Pulssintiheysmodulaation peruseriaate: suuritaajuisen 1400 Hz sinisignaalin puolijaksojen tiheyttä muuttamalla saadaan signaali, jolla on peruskomponenttina kuvaan piirretty matalataajuisen 50 Hz siniaalto.

Kuvan 4.1 tapauksessa matala- ja suuritaajuisen signaalien taajuuksien suhde on vain 28, mikä todellisuudessa johtaa merkittävään säröön. Käytännössä taajuuksien suhde on huomattavasti suurempi. Kuva ei siten vastaa aivan todellista tilannetta, mutta signaali on kuitenkin muodostettu samalla algoritmilla kuin kappaleen 4.3 taajuusanalyysi on tehty ja luonnollisesti PDM:n peruseriaatteeseen tällä ei ole mitään vaikutusta. Lisäksi on huomattava, että kuvassa on käytetty modulointiin kolmea jännitetasoa, eli puolijaksolla voi olla positiivinen tai negatiivinen polariteetti tai sitten lähtöön voidaan syöttää nollassa. PDM voidaan toteuttaa myös kaksitasoisena ilman mahdollisuutta nollassa syöttämiseen lähtöön, mutta tämä lisää kytkentöjen määrää sekä säröä, ja sen säätö on epätarkempaa (Elbuluk 1996), joten tätä tapausta ei käsitellä enempää tässä luvussa. Ero on kuitenkin osin analogisen bipolaarisen ja unipolaarisen ohjauksen kanssa PWM:ssä.

Halutunlaisen signaalin tuottavan PDM-pulssikuvion luomiseen on käytännössä kaksi tapaa (Sood 1988). Ensimmäinen on valmiiksi ohjelmoidut pulssikuviot. Tällä voidaan ennalta määrätä luodun signaalin harmonisisältö ja muut ominaisuudet tarkasti niissä rajoissa kuin se on PDM-menetelmällä ylipäättään mahdollista, mutta toisaalta muuntajalta tulevan HFAC:n muutoksiin ei kyetä vastaamaan kovin helposti. Pulssikuvion luontiin ei myöskään löydetty tehdyistä tutkimuksista ja kirjallisuudesta selkeää menetelmää, joten se jouduttaisiin kehittämään itse. Tämä ei oletettavasti ole triviaali tehtävä, sillä sijoitettavia suuritaajuisia puolijaksoja tulee useita satoja tai jopa tuhansia yhtä matalataajuisia puolijaksoa kohden. Tätä menetelmää ei siis tämän työn puitteissa tutkita enempää, mutta sen mahdollinen potentiaali on hyvä pitää mielessä, jos seuraavaksi esiteltävä metodi ei tuota ominaisuuksiltaan riittävän hyvää jännitettä.

Toinen tapa perustuu referenssisignaaliin ja takaisinkytkentään. Yksi tällainen menetelmä on pinta-alojen vertailuun perustuva metodi (AC-PDM), jonka lohkokaavio on esitetty kuvassa 4.2.



Kuva 4.2. Pinta-alojen vertailuun perustuvan PDM-menetelmän lohkokaavio. Integraattori integroi matalataajuisen referenssisignaalin U_{LF}^* ja lähdön moduloidun signaalin U_{LF} välistä eroa. Komparaattori antaa virheen $e(t)$ suuruudesta riippuen ohjeita kytkentälogiikalle siitä, mihin suuntaan lähdön jännitettä pitää ohjata.

Kuvan 4.2 merkinnöillä saadaan referenssisignaalin U_{LF}^* ja lähtöön syntetisoidun signaalin U_{LF} välisen erotuksen integraalille $e(t)$ yhtälö (Sood 1988, Xianmin 2003)

$$\frac{e(t)}{K} = \int (U_{LF}^*(t) - U_{LF}(t)) dt, \quad (4.1)$$

jossa K on vahvistus. Luonnollisesti takaisinkytkennän tavoitteena on pienentää pinta-alojen välistä eroa. Komparaattori vertaa virheen suuruutta ennalta määrättyihin rajoihin ja sen mukaan antaa ohjeita kytkentälogiikalle. Pinta-alojen pitämiseksi yhtä suurina kytkentälogiikalla on mahdollisuus ohjata kytkimiä niin, että seuraavana lähdössä on positiivinen puolijakso, negatiivinen puolijakso tai nollassa. Tämä johtaa käytännössä siihen, että referenssisignaalin amplitudin kasvaessa pulseja pitää syöttää tiheämpään ja näin tällä yksinkertaisella kytkennällä pystytään moduloimaan halutun signaalin amplitudi suuritaajuisten puolijaksojen tiheydeksi. Menetelmästä käytetään termin area comparison-pulse density modulation (AC-PDM) lisäksi termiä integral half cycle pulse integration modulation, mikä kuvaa sen toimintaa melko hyvin.

4.2 Pulssintiheysmodulaation ominaisuudet

Pulssintiheysmodulaatiota ja nimenomaan AC-PDM:ä on tutkittu tehonmuokkaustarkoitukseen harvakseltaan jo yli 20 vuotta ja tehtyjen tutkimusten perusteella pienten häviöiden lisäksi sen muutkin ominaisuudet vaikuttavat varsin lupaavilta. Kaikkein tärkeimpänä tietona voidaan pitää vähäistä säröä ja pientä matalien harmonisten tasoa (Sood 1988, Xianmin 2003, Xianmin 2006). Erään viitteen mukaan (Luk 2008) AC-PDM:llä syntetisoidun aaltomuodon harmonisisältö on jopa parempi kuin perinteisen PWM:n. Osassa mainituista tutkimuksista on rakennettu myös prototyyppi, joten menetelmän suorituskykyä on testattu myös käytännössä. Tämän johdosta on perusteltua tutkia AC-PDM:n mahdollisuuksia tarkemmin. On kuitenkin syytä mainita, että johtuen menetelmän diskreetistä luonteesta tietty määrä aliharmonisia ja säröä on aina odotettavissa (Sood 1987)

Koko AC-PDM:n idea nimensä mukaisesti perustuu jännitesignaalien aikatasossa rajaamiin pinta-aloihin ja niiden pitämiseen yhtä suurina. Tämän pohjalta voidaan johtaa analyysi AC-PDM:n ominaisuuksista. Oletetaan, että muuntajalta tuleva suuritaajuinen vaihtojännite (HFAC) on puhdasta siniaaltoja. Jotta yhtälön (4.1) virhetermi kyettäisiin ajamaan nollassa, on HFAC:n puolijakson pinta-ala oltava sellainen, että maksimitiheydellä niiden integraali millä tahansa välillä on suurempi kuin referenssisignaalilla. Tästä pinta-alojen tasapainosta johtuen maksimi DC-signaali, joka on mahdollista syntetisoida, on suuruudeltaan kokoaaltotasasuun-

natur suuritaajuuden siniaallon keskiarvon suuruinen. Yleensä referenssisignaalin toimii matalataajuuden sini, jonka taajuuden ja HFAC:n taajuuden ero on käytännössä niin huomattava, että siihen nähden referenssisinin amplitudi muuttuu hitaasti lähellä huippua ja täten päädytään samaan ehtoon kuin DC-signaalin tapauksessa (Sood 1988). Tämä ehto voidaan kirjoittaa yhtälönä

$$U_{LFmax} = \frac{2U_{HF}}{\pi}, \text{ jos } f_{LF} \ll f_{HF} \quad (4.2)$$

jossa U_{LFmax} on siis matalataajuuden referenssisignaalin maksimi amplitudi ja U_{HF} on HFAC:n huippuarvo. Tällä yhtälöllä saadaan vaadittu tehollinen minimiarvo 361 V muuntajalta tulevalle jännitteelle. Jos konvertterilta pyytää suurempaa jännitettä kuin U_{LFmax} , se alkaa kyllästyä ja lopulta täydessä kyllästyksessä tuloksena on HFAC:n puolijaksoista koostuvaa kanttiaaltoa. Syntetisoidun jännitteen peruskomponentilla on tällöin suurempi amplitudi kuin U_{LFmax} , mutta sen matalien harmonisten sisältö on kasvanut huomattavasti tilanteesta, jossa kyllästystä ei ole (Sood1988). Tämä ei sinällään ole toivottavaa, mutta jännitteen aleneman kompensoimiseksi tätä voisi olla mahdollista käyttää.

Konvertterilta saatavan saturoitumattoman maksimijännitteen U_{LFmax} ja pyydetyn referenssi-jännitteen U_{LF} suhteena määritellään modulointi-indeksi m yhtälöllä (Xianmin 2004)

$$m = \frac{U_{LF}}{U_{LFmax}}, \quad (4.3)$$

joka siis normaali tilassa on 0 ja 1 välillä. Synteesin tarkkuuden arviointiin tarvitaan tietoa virheen $e(t)$ suuruudesta. Aluksi voidaan laskea, että yhden HFAC:n puolijakson pinta-ala A_{HF} on

$$A_{HF} = \frac{U_{HF}}{\pi f_{HF}}, \quad (4.4)$$

jossa U_{HF} on muuntajalta tulevan HFAC:n huippuarvo ja f_{HF} sen taajuus. Olkoon ΔA_{LF} pinta-ala referenssi signaalin alla samalla aikavälillä kuin A_{HF} . Suurin mahdollinen virhe on selvästi verrannollinen näiden ((4.4) ja ΔA_{LF}) pinta-alojen suuruuteen ja on ilmeistä, että virheessä on vaihtelua koko ajan, vaikka referenssisignaali olisi vakio. Tämä on suoraa seurausta AC-PDM:n diskreetistä luonteesta (Sood 1988). Virheen maksimille e_A saadaan yhtälö

$$e_A \equiv \left| \frac{e(t)}{K} \right| \leq |A_{\text{HF}}| + |\Delta A_{\text{LF}}| \quad (4.5)$$

ja kun oletetaan, että referenssisignaalin amplitudi on huipun lähistöllä HFAC:n jaksonajan ajan vakio, niin pinta-alaa voidaan approksimoida yhtälöllä

$$|\Delta A_{\text{LF}}| \leq \frac{U_{\text{LF}}}{2f_{\text{HF}}} = \frac{mU_{\text{LFmax}}}{2f_{\text{HF}}}. \quad (4.6)$$

Sijoittamalla yhtälöt (4.4), (4.6) ja (4.2) yhtälöön (4.5) saadaan lopulta virheen maksimille e_A havainnollinen muoto

$$e_A \leq \frac{(1+m)U_{\text{HF}}}{\pi f_{\text{HF}}}. \quad (4.7)$$

Maksimivirhe siis pienenee taajuuden kasvaessa. Tämä todistaa sen ilmeisen oletuksen todeksi, että mitä suurempi on muuntajalta saatavan jännitteen taajuus, sitä tarkempi on syntetisoitu signaali, mikä käytännössä tarkoittaa pienempää määrää harmonisia alhaisilla taajuuksilla ja vähäisempää säröä (Sood 1987). Yhtälön (4.7) perusteella modulointi-indeksin kasvattaminen suurentaa virhettä, mutta tämä ei kuitenkaan ole koko totuus. Maksimivirheen suuruutta $e_{A\text{max}}$ voidaan myös verrata yhden matalataajuaisen puolijakson alle jäävään pinta-alaan A_{LF} . Näiden suhteelle saadaan yhtälö

$$\left| \frac{e_{A\text{max}}}{A_{\text{LF}}} \right| \leq \frac{\pi(1+m)f_{\text{LF}}}{mf_{\text{HF}}}. \quad (4.8)$$

Tämän perusteella modulointi-indeksin kasvattaminen pienentää virheen suhdetta syntetisoitavan puolijakson suuruuteen ja olisi siis edullista, että haluttu lähtöjännitteen suuruus olisi mahdollisimman lähellä maksimijännitettä, joka yhtälön (4.2) mukaisesti ilman kyllästystä HFAC:sta kyetään generoimaan. Saman johtopäätöksen voi tehdä esimerkiksi kuvaa 4.1 tarkastelemalla. Suuritaajuisten puolijaksojen amplitudia kasvattamalla niiden pinta-ala kasvaa, ja jos syntetisoitava signaali pysyy samana, pienenee vaadittu pulssien tiheys ja näin synteesin laatu huononee. Yhtälön (4.8) mukaan taajuuksien suhteen tulisi olla mahdollisimman suuri, mutta toisaalta tähän saatiin perusteet jo yhtälöstä (4.7).

Lopuksi on syytä lyhyesti kommentoida syntetisoidun signaalin taajuussisältöä. Halutun peruskomponentin lisäksi taajuudella $2f_{\text{HF}}$ ja sen monikerroilla on odotettavissa voimakkaita

piikkejä. Pulssikuviosta kuitenkin puuttuu välillä yksi tai enemmän puolijaksoja, mikä luo taajuuskomponentteja myös taajuuksille, jotka ovat paljon pienempiä kuin $2f_{HF}$ (Sood 1988). Tämä taajuusisältö elää luonnollisesti hieman koko ajan, mutta jokainen jakso sisältää niin suuren määrän pulsseja, ettei pulssikuvio keskimäärin muutu oleellisesti. Edellä mainittuja seikkoja on tarkoitusta selvittää seuraavassa osiossa tarkemmin.

4.3 Ideaalisen tapauksen taajuusanalyysi

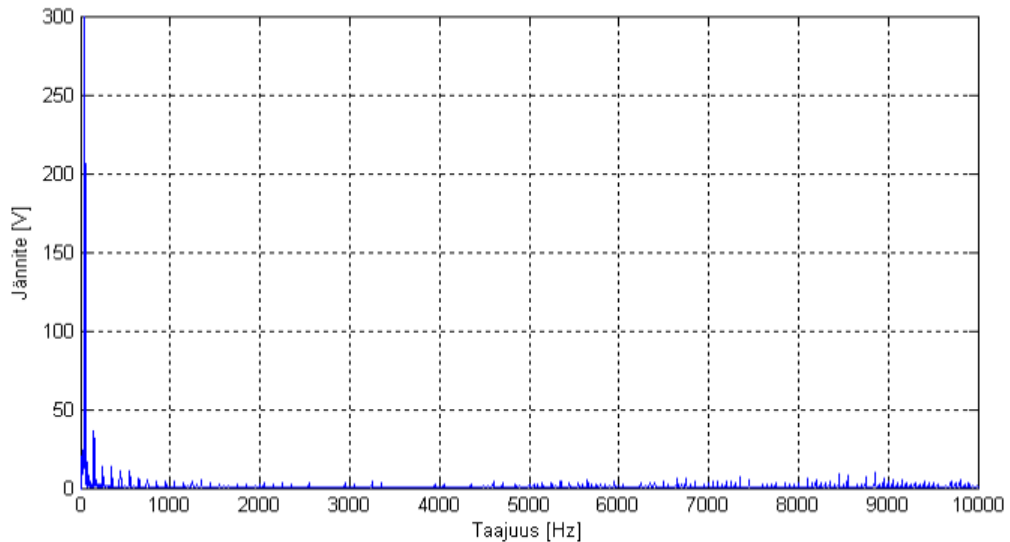
MATLAB-ohjelmalla tehdään algoritmi, jonka avulla on mahdollista mallintaa kuvan 4.2 mukaisen järjestelmän tuottamaa pulssikuviota niin, että kaikkia mahdollisia parametreja voidaan muutella ja näin analysoida niiden vaikutusta ja toisaalta arvioida edellisessä kappaleessa yhtälöiden pohjalta tehtyjen johtopäätösten oikeellisuutta. Tavoitteena on löytää optimaalinen taajuus ja jännite hyötysuhteen ja järjestelmän lähtöjännitteen laadun suhteen muuntajalta tulevalle suuritaajuiselle vaihtojännitteelle. Samalla algoritmilla tehdään myös myöhemmin tässä työssä simuloinneissa käytettävät kytkinohjeet. Tähän liittyen on syytä mainita, että tällainen suora ohjaus on kuitenkin tarkoitettu vain korvikkeeksi kuvan 4.2 mukaiselle todellista säätöä tekeväälle järjestelmälle eikä ole missään tapauksessa ehdotus siitä, että lopullista laitetta tulisi ohjata näin.

Taajuusanalyysi on siis tehty ideaalisista sinin puolijaksoista koostetulle signaalille, jota ei ole suodatettu millään tavalla. Mahdollisia epätarkkuuksia aiheuttaa diskreetti käsittely, mutta näytteistystaajuus ja signaalin pituus on pyritty pitämään riittävinä. Signaalia ei ole ennen FFT:tä ikkunoitu, vaan ikkunana käytetään suorakulmiota. Tämä ei aiheuta ongelmia, koska signaali alkaa ja päättyy luonnostaan nolnaan.

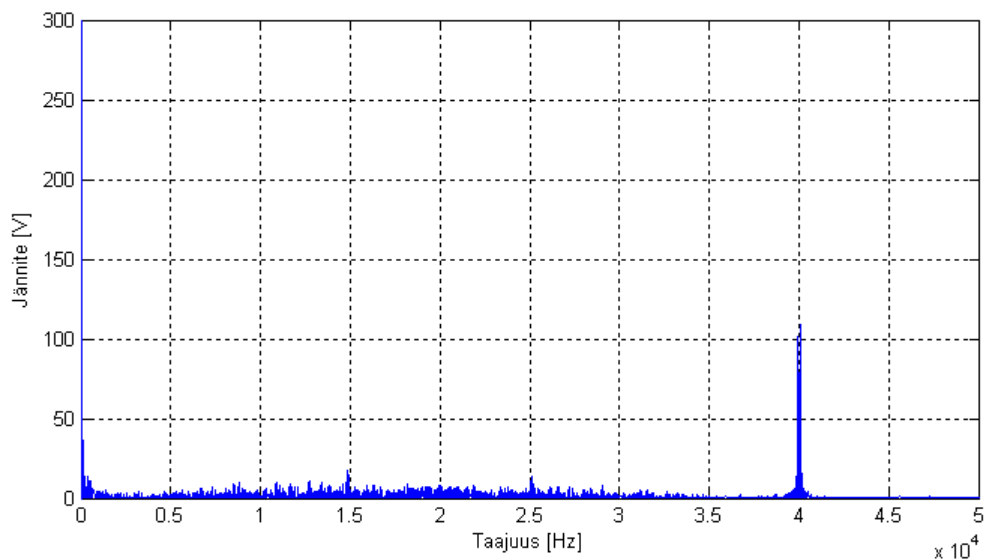
4.3.1 Modulointi-indeksin vaikutus

Modulointi-indeksin m vaikutuksen tarkastelemiseksi sen arvoa vaihdellaan välillä 0,51 – 1,2. Käytännössä tämä tarkoittaa sitä, että muuntajalta tulevan vaihtojännitteen huippuarvo muuttuu vastaavasti 1000 V:sta 425 V:iin. Näytteistystaajuus on 1 MHz ja signaaliin otetaan 10 jaksoa. HFAC:n taajuus on 20 kHz. Kuvassa 4.3 modulointi-indeksi on $m = 1,2$ eli toimitaan

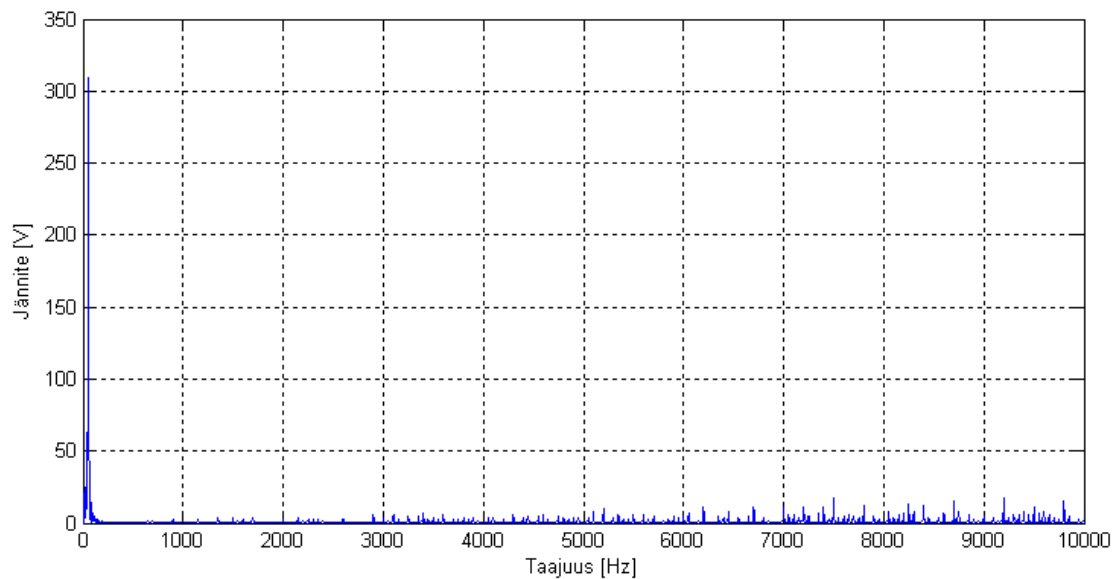
kyllästysalueella. Kuvassa 4.4 on sama tilanne, mutta taajuusakselia on kasvatettu, jotta modulaation indeksin vaikutus myös suuremmille taajuuksille tulisi selville. Kuvissa 4.5 – 4.8 on esitetty FFT:n tulos, kun $m = 0.99$ ja $m = 0.51$.



Kuva 4.3. Pulssinsiheysmoduloidun signaalin amplitudispektri, kun $m = 1,2$ ja $f_{HF} = 20$ kHz. Taajuusakseli on esitetty 10 kHz:iin asti. Liian suuri modulaatio-indeksi aiheuttaa matalataajuisia käyttötaajuuden harmonisia.

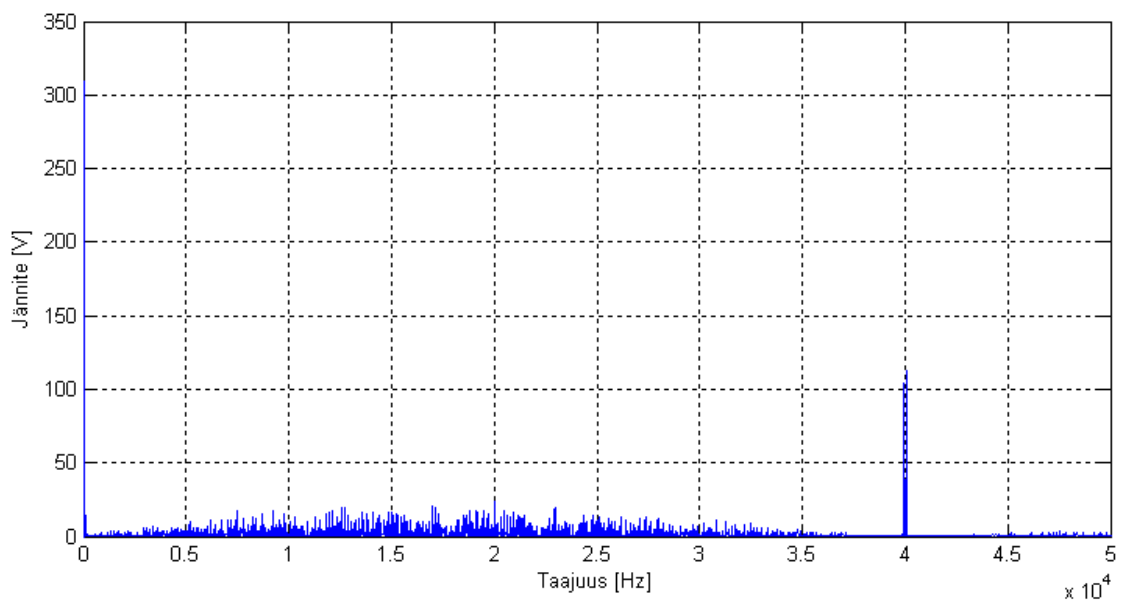


Kuva 4.4. Pulssinsiheysmoduloidun signaalin amplitudispektri, kun $m = 1,2$ ja $f_{HF} = 20$ kHz. Taajuusakseli on esitetty 50 kHz:iin asti. Ensimmäinen voimakas piikki käyttötaajuuden jälkeen on kytkentätaajuuden harmoninen $2f_{HF}$

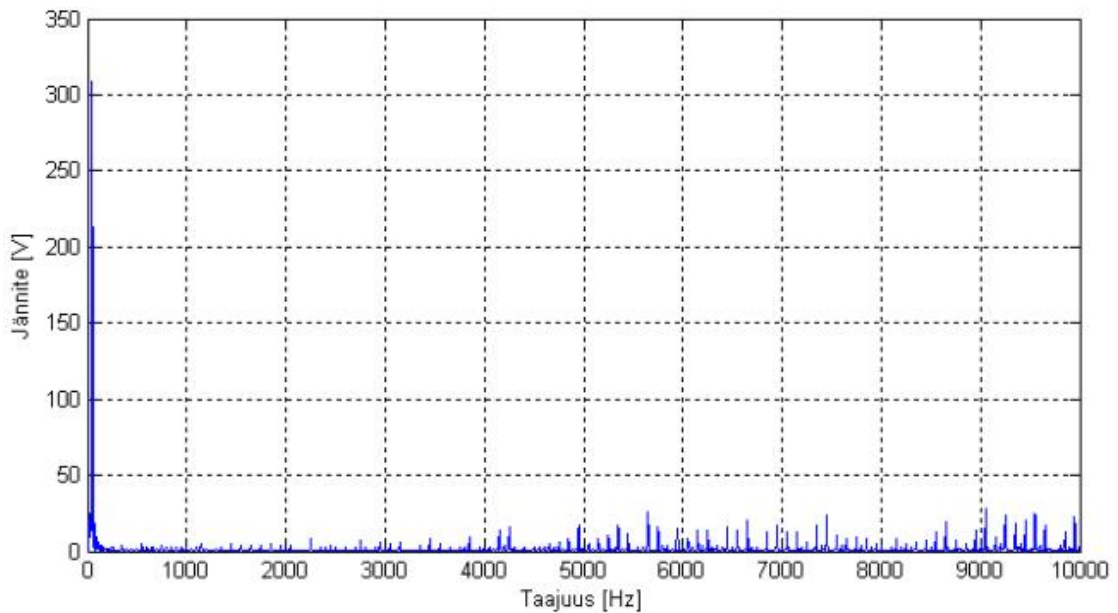


Kuva

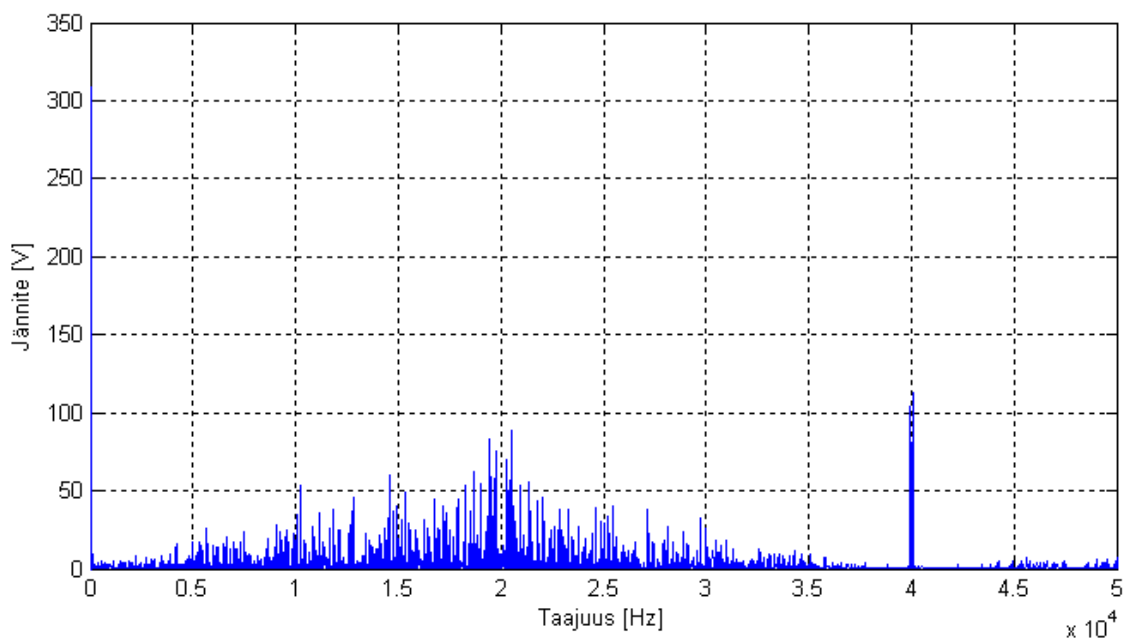
4.5. Pulssintiheysmoduloidun signaalin amplitudispektri, kun $m = 0,99$ ja $f_{\text{HF}} = 20$ kHz. Taajuusakseli on esitetty 10 kHz:iin asti. Alle 1 kHz:n ylimääräiset taajuuskomponentit ovat poissa.



Kuva 4.6. Pulssintiheysmoduloidun signaalin amplitudispektri, kun $m = 0,99$ ja $f_{\text{HF}} = 20$ kHz. Taajuusakseli on esitetty 50 kHz:iin asti. Optimaalisen modulointi-indeksi vaikutus 5 kHz:ä suuremmille taajuuksille (mukaan lukien kytkentätaajuuden piikki) on vähäinen.



Kuva 4.7. Pulssitiheysmoduloidun signaalin amplitudispektri, kun $m = 0,51$ ja $f_{HF} = 20\text{kHz}$. Taajuusakseli on esitetty 10 kHz:iin asti. Pienellä modulointi-indeksillä ei ole vaikutusta alle 3 kHz:n taajuuksiin, mutta sitä suuremmat komponentit ovat voimistuneet huomattavasti.

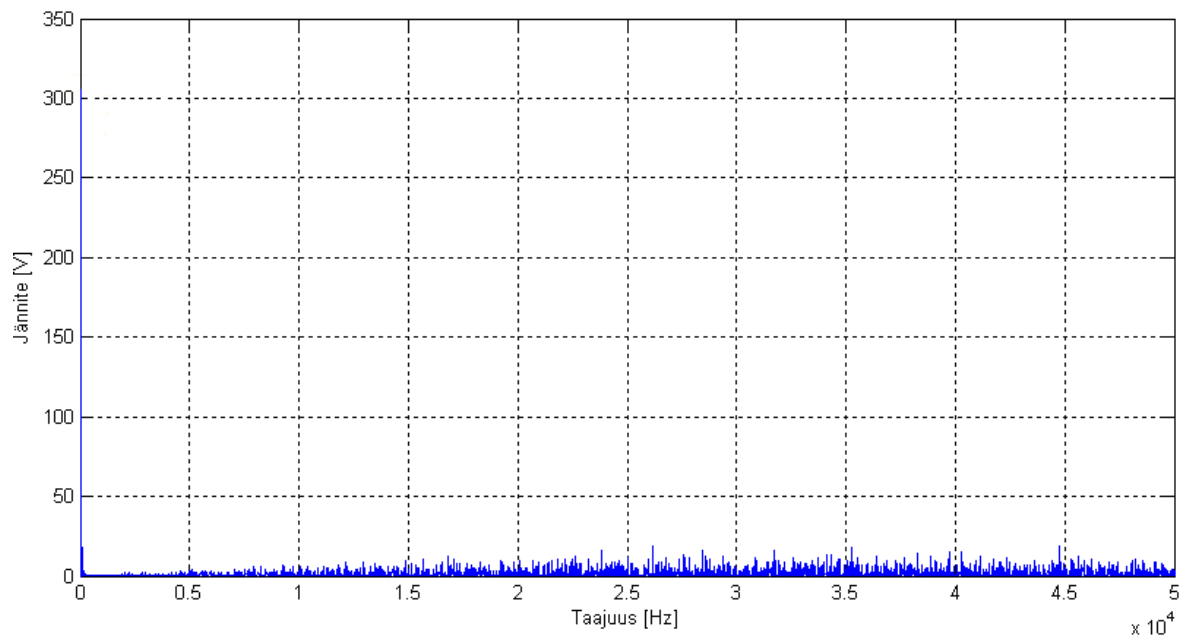


Kuva 4.8. Pulssitiheysmoduloidun signaalin amplitudispektri, kun $m = 0,51$ ja $f_{HF} = 20\text{ kHz}$. Taajuusakseli on esitetty 50 kHz:iin asti, jolloin pienen modulointi-indeksin voimakas vaikutus 20 kHz:n alueella on selvästi näkyvissä. Kytöntaajuuden piikkiin tällä ei ole kuitenkaan vaikutusta.

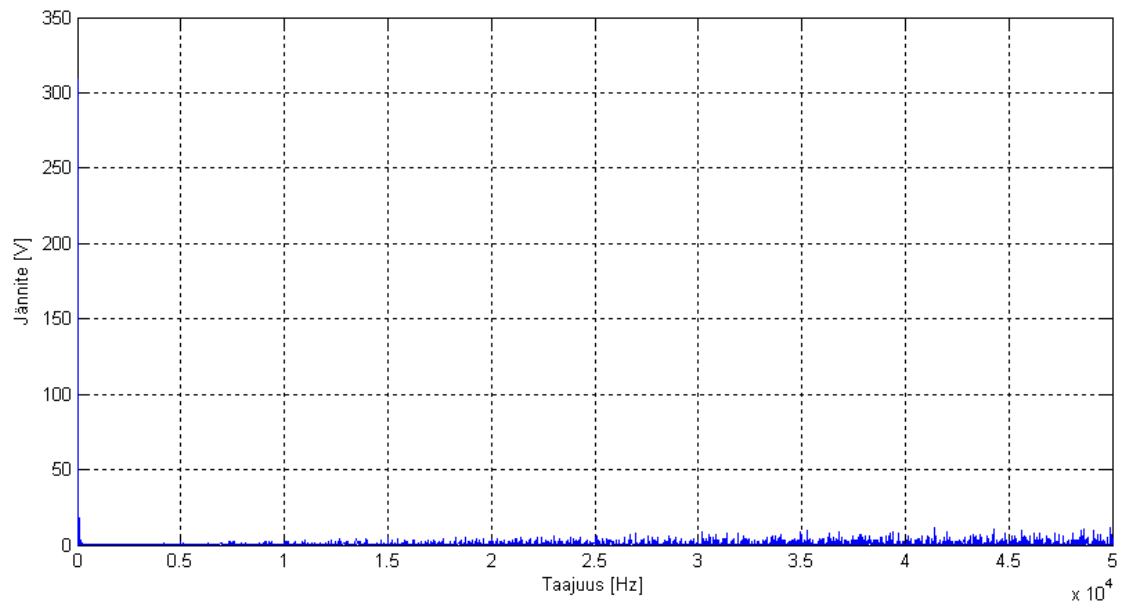
Kuvista 4.3 – 4.8 voidaan selkeästi havaita, että modulointi-indeksin 1:stä suuremmat arvot, eli kyllästystila aiheuttaa matalataajuisia 50 Hz harmonisia, johtuen enemmän kanttiaaltoa muistuttavasta aaltomuodosta. Kyllästyksellä ei ole toisaalta juuri vaikutusta korkeammille taajuuksille. Liian pienet modulointi-indeksin arvot vuorostaan lisäävät ja voimistavat taajuuskomponentteja taajuusalueelle $0,1f_{HF} - 1,9f_{HF}$, mutta eivät aiheuta harmonia lähelle 50 Hz:n taajuutta. Koska suuret taajuudet on helpompi suodattaa pois, kannattaa modulointi-indeksi määrätä niin, että normaalitoiminnassa m on vähän pienempi kuin 1. Mahdolliset jännitteen vaihtelut kompensoidaan näin alueella $m < 1$ ja kyllästystilaa käytettäisiin vasta suurempien jännitteen alenemien kompensoimiseen. Kyllästystilan käytössä tulee kuitenkin olla tarkkana, sillä kuvan 4.3 perusteella jo $m = 1.2$ aiheuttaa useamman kymmenen voltin komponentin taajuudella 150 Hz, mikä ei luonnollisesti ole hyväksyttävää.

4.3.2 Taajuuden vaikutus

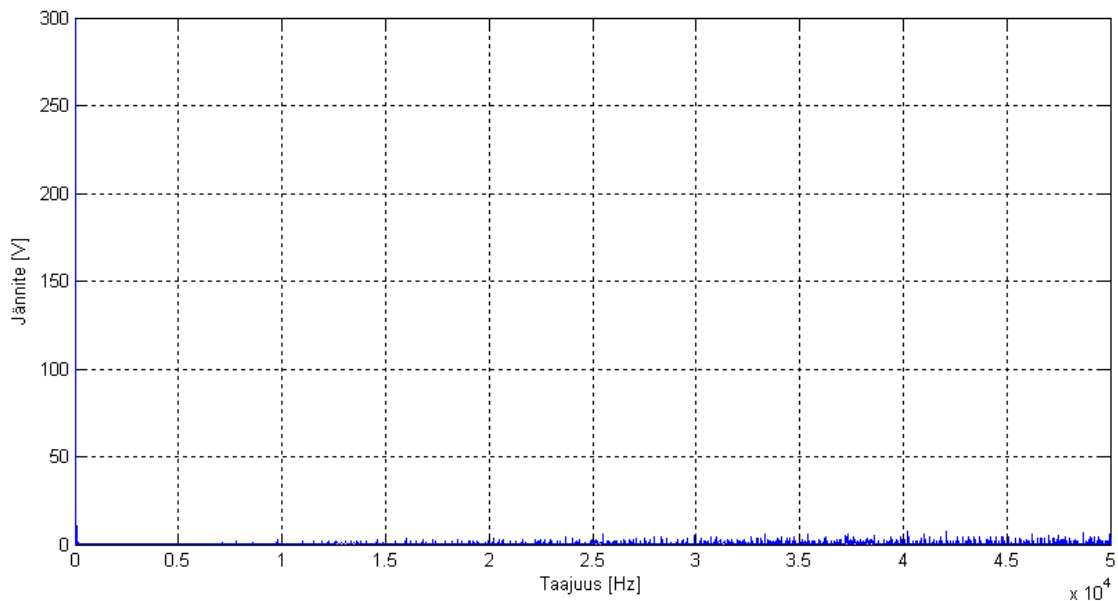
Seuraavana tarkastellaan muuntajalta tulevan vaihtojännitteen taajuuden f_{HF} vaikutusta amplitudispektriin. Tärkeimpänä kysymyksenä voidaan pitää sitä, onko taajuuden kasvattamisella mitään negatiivisia vaikutuksia, jotka määräisivät mahdollisen järkevän ylärajan. Luonnollisesti myös alarajaa on tarkoitus selvittää. Näytteistystaajuus joudutaan puhtaasti laskentateknisistä syistä vaihtamaan muuttuvaan arvoon $50f_{HF}$ ja signaaliin otetaan 10 – 40 jakson verran dataa, riippuen halutusta taajuusresoluutiosta. Kuvat 4.9 – 4.11 esittävät esimerkkejä tutkitusta f_{HF} :n taajuusalueesta 10 kHz – 160 kHz.



Kuva 4.9. Pulssintiheysmoduloidun signaalin amplitudispektri 50 kHz:iin asti, kun $m = 0,99$ ja $f_{HF} = 40\text{kHz}$.



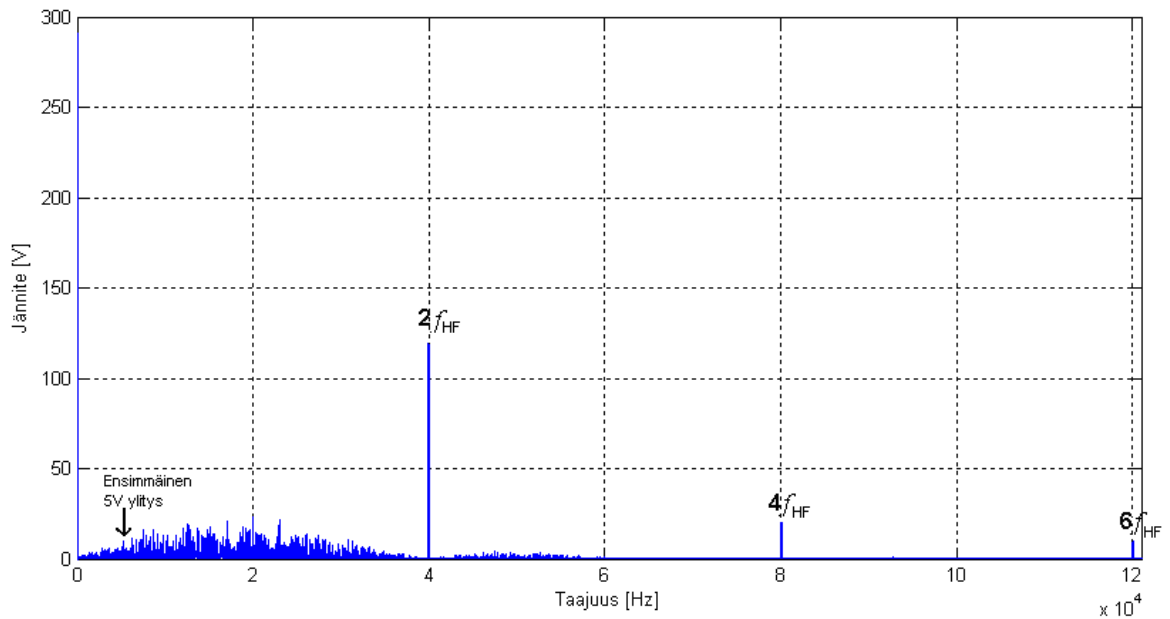
Kuva 4.10. Pulssintiheysmoduloidun signaalin amplitudispektri 50 kHz:iin asti, kun $m = 0,99$ ja $f_{HF} = 80\text{kHz}$.



Kuva 4.11. Pulssintiheysmoduloidun signaalin amplitudispektri 50 kHz:iin asti, kun $m = 0,99$ ja $f_{\text{HF}} = 120$ kHz.

Kuvien 4.9 – 4.11 perusteella ennakkoon tehty oletus siitä, että taajuuden f_{HF} kasvattaminen siirtää signaalin ei-toivottuja taajuuskomponentteja suuremmille taajuuksille, pitää odotetusti paikkansa. Kuvia 4.9 ja 4.11 vertaamalla taajuuden kolminkertaistamisella on merkittävä vaikutus siihen, missä vaiheessa kohinamaisen taajuussisällön amplitudi alkaa kasvaa. Kuvan 4.11 tapauksessa amplitudispektri on käytännössä aivan puhdas yli 10 kHz:iin asti ja melko puhdas pitkälle senkin jälkeen. Tällä on suora vaikutus suodatuksen onnistumiseen ja lopulta siihen, saadaanko laitteesta ulos riittävän puhdasta jännitettä.

Analysoinnin avuksi kerättiin kuvien lisäksi tiettyjä tunnuslukuja amplitudispektristä. Seurannassa olivat taajuus, joilla ensimmäinen ei-toivottu taajuuskomponentti ylittää 5 V amplitudin, sekä kytkentätaajuuden harmonisten $2f_{\text{HF}}$, $4f_{\text{HF}}$ ja $6f_{\text{HF}}$ amplitudit. Tulokset on esitetty taulukossa 4.1 ja seuratut suureet kuvassa 4.12. Kuva 4.12 on samalla tyypillinen tässä käytetyllä menetelmällä saatu amplitudispektri, jossa on ensimmäistä kertaa näkyvissä laajempi kokonaiskuva harmonisten $2f_{\text{HF}}$, $4f_{\text{HF}}$ ja $6f_{\text{HF}}$ kanssa.



Kuva 4.12. Perinteinen AC-PDM menetelmällä muodostetun suodattamattoman signaalin amplitudispektri, johon on merkitty taulukkoon 4.1 kerättyjä tunnuslukuja.

Taulukko 4.1. Pulssitiheysmoduloidun signaalin FFT-analyysi suoritettiin eri synteesijännitteen taajuuksilla f_{HF} . Tiedoista kerättiin f_{HF} :n kolmen ensimmäisen harmonisen amplitudi (ks. kuva 4.12) ja taajuus f_{5V} , jolla ei toivottu taajuuksisältö ylittää ensimmäisen kerran 5 V amplitudin.

f_{HF} [kHz]	f_{5V} [kHz]	Amplitudi taajuus- della $2f_{HF}$ [V]	Amplitudi taajuus- della $4f_{HF}$ [V]	Amplitudi taajuus- della $6f_{HF}$ [V]
10	0,8	114,8	21,9	8,8
20	2,9	112,8	19,3	9,1
40	8,0	99,3	22,4	8,3
60	10,6	105,6	20,8	8,9
80	18,3	115,5	22,4	9,4
100	23,5	115,5	22,2	9,4
120	25,5	120,7	22,2	8,6
140	30,7	119,6	21,45	8,0
160	40,7	120,5	22,3	8,5

Taulukon 4.1 tietojen tulkinnassa kannattaa noudattaa riittävää varovaisuutta. Esimerkiksi harmonisten amplitudien vaihtelu selittyy puhtaasti laskentatarkkuudella, eikä näin merkitse jonkun tietyn taajuuden paremmuutta siinä suhteessa. Päinvastoin voidaan todeta, että amplitudit ovat riittävän samaa suuruusluokkaa siihen tulokseen, ettei taajuuden kasvattaminen voimista harmonisia komponentteja. Kun lisäksi näiden harmonisten taajuus siirtyy suoraan verrannollisena itse taajuuteen f_{HF} , on taajuuden kasvattamisella tässäkin suhteessa positiivinen vaikutus.

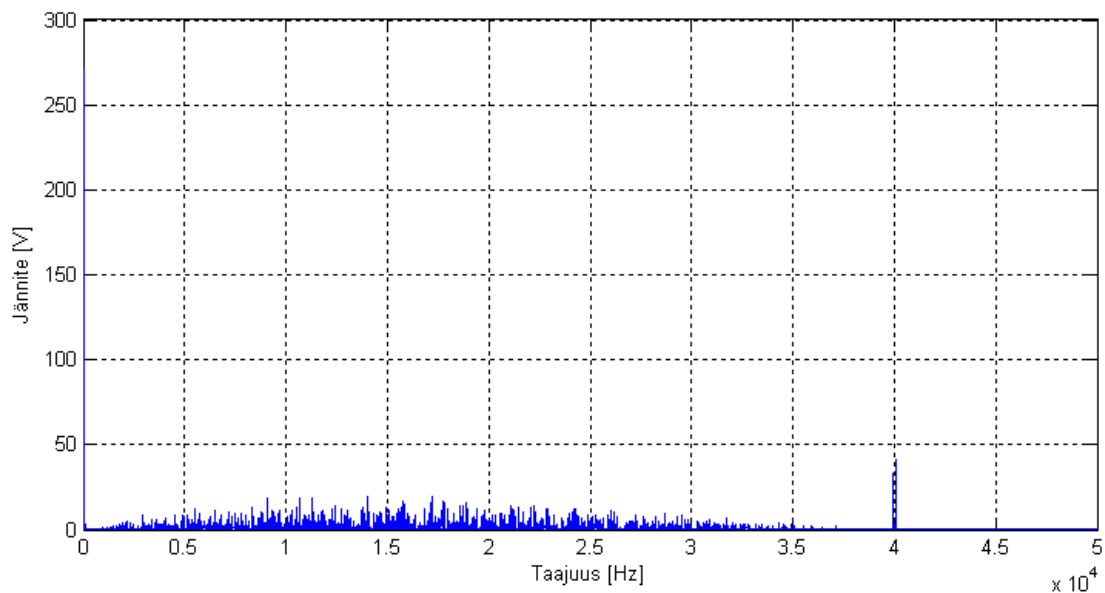
Taulukon 4.1 tietojen pohjalta vaikuttaa siltä, että ennen ensimmäistä harmonista ilmenevä kohinamainen taajuussisältö siirtyy sekin suoraan verrannollisena taajuuteen f_{HF} . Tässä työssä esiteltyjen kuvien ja taulukkotietojen ulkopuolelta voidaan todeta, että kyseisien ei toivottujen taajuuskomponenttien amplitudi on pääsääntöisesti alle 15 V, kun modulointi-indeksin arvo on lähellä ykköstä, eikä taajuuden f_{HF} muutoksilla ole juuri vaikutusta tähän.

Taajuuden kasvattamisella ei tämän tarkastelun pohjalta ole mitään negatiivista vaikutusta syntetisoidun signaalin laatuun, joten sen huomattavien etujen takia, kuten särön pienentäminen ja harmonisten siirtäminen suuremmille taajuuksille, muuntajalta tulevan jännitteen taajuus tulisi olla mahdollisimman suuri. Järkevän ylärajan tälle asettavat järjestelmän muut tekijät. Tarkan alarajan määrittäminen tämän luvun tietojen pohjalta ei ole mahdollista, koska lopulta kysymys on myös esimerkiksi suodatuksesta, mutta on selvää, etteivät muutamien kymmenien kilohertsien taajuudet tarjoa ideaalista ratkaisua. Tosin viitteen (Luk 2008) mukaan 20 kHz pitäisi olla riittävä taajuus useimpiin sovelluksiin ja kyseisessä lähteessä on kuitenkin syntetisoitu 400 Hz lähtöjännitettä, jonka taajuus on siis 8 kertaa niin suuri kuin tämän työn sovelluksessa. Myös joissain muissa lähteissä on käytetty modulaatioon 20 kHz sinimuotoista jännitettä (Xianmin 2004, Elbuluk 1996) ja lopputulokseen on oltu tyytyväisiä. On siis hyvin mahdollista, että myös muutaman kymmenen kilohertsin ratkaisut voivat olla riittäviä tässäkin työssä. Tarkempi vastaus selviää kuitenkin vasta suodatettua signaalia analysoimalla.

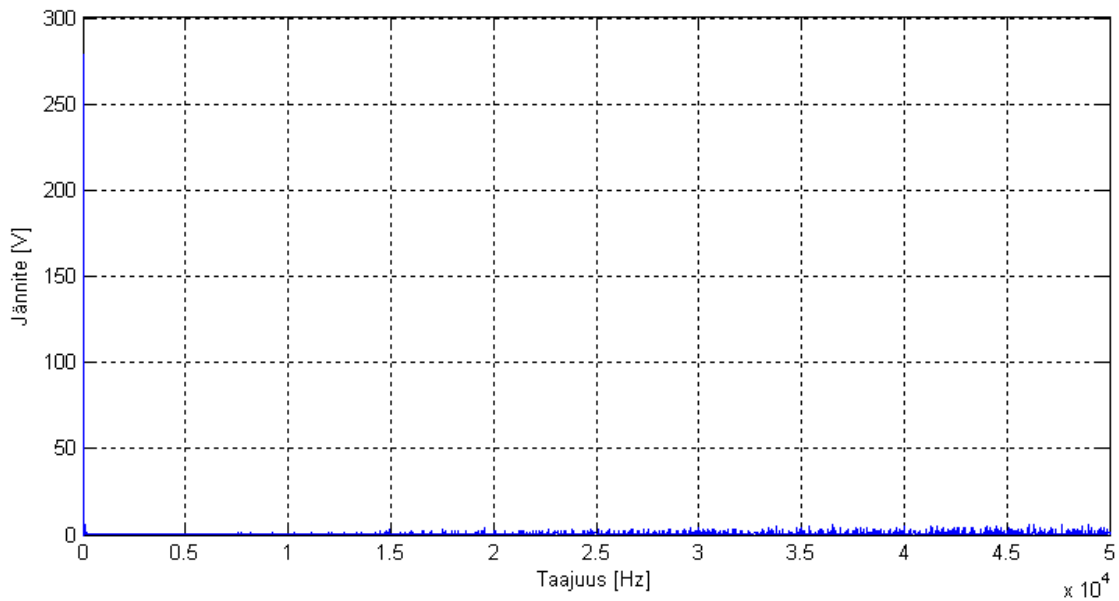
4.3.3 Puolijakson muodon vaikutus

Muuntajalta tuleva vaihtojännite ei luonnollisesti ole täydellistä siniä. Se on luultavasti melko lähellä sitä, mutta silti jonkinlainen kantti- ja siniaallon sekoitus. Tällä on merkitystä AC-PDM:n toimintaan, sillä tällaisen pulssin tehollisarvo ja myös keskiarvo poikkeavat sinistä. Lisäksi epäideaalinen muoto aiheuttaa ylimääräisiä taajuuskomponentteja. Puolijakson muodon vaikutusta testataan käyttämällä ääripään esimerkkiä, eli kanttiaaltoa.

Kuvassa 4.13 on esitetty kuvaa 4.6 vastaava suhteellisesti matalan taajuuden perustapaus ja kuvassa 4.14 kuvaa 4.11 vastaava korkean taajuuden amplitudispektri.

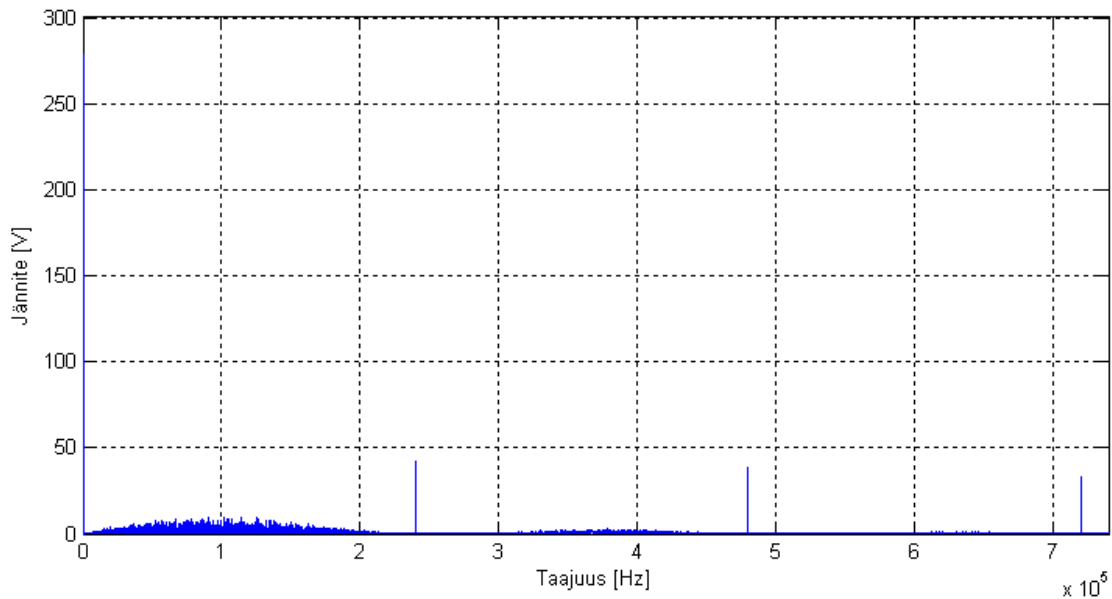


Kuva 4.13. Pulssintiheysmoduloidun signaalin amplitudispektri, kun synteisiin on käytetty kanttiaaltoa. Kuvan tapauksessa $m = 0,97$ ja $f_{\text{HF}} = 20\text{kHz}$.



Kuva 4.14. Pulsintiheysmoduloidun signaalin amplitudispektri, kun synteisiin on käytetty kantiaaltoa. Kuvan tapauksessa $m = 0,97$ ja $f_{HF} = 120\text{kHz}$.

Kuvien 4.13 ja 4.14 perusteella ei kantiaallon käyttämisellä ole merkittävää vaikutusta ennen ensimmäistä harmonista ilmenevään kohinamaiseen taajuussisältöön. Tarkemman analyysin perusteella sen amplitudi kasvaa hieman, mutta tämän voi olettaa olevan merkityksetöntä. Sen sijaan huomionarvoista on kuvassa 4.13 näkyvä ensimmäisen kytkentätaajuuden harmonisen amplitudi, joka on paljon vastaavan siniaaltotapauksen amplitudia pienempi. Kuvassa 4.15 on tilanne esitetty paremmin.



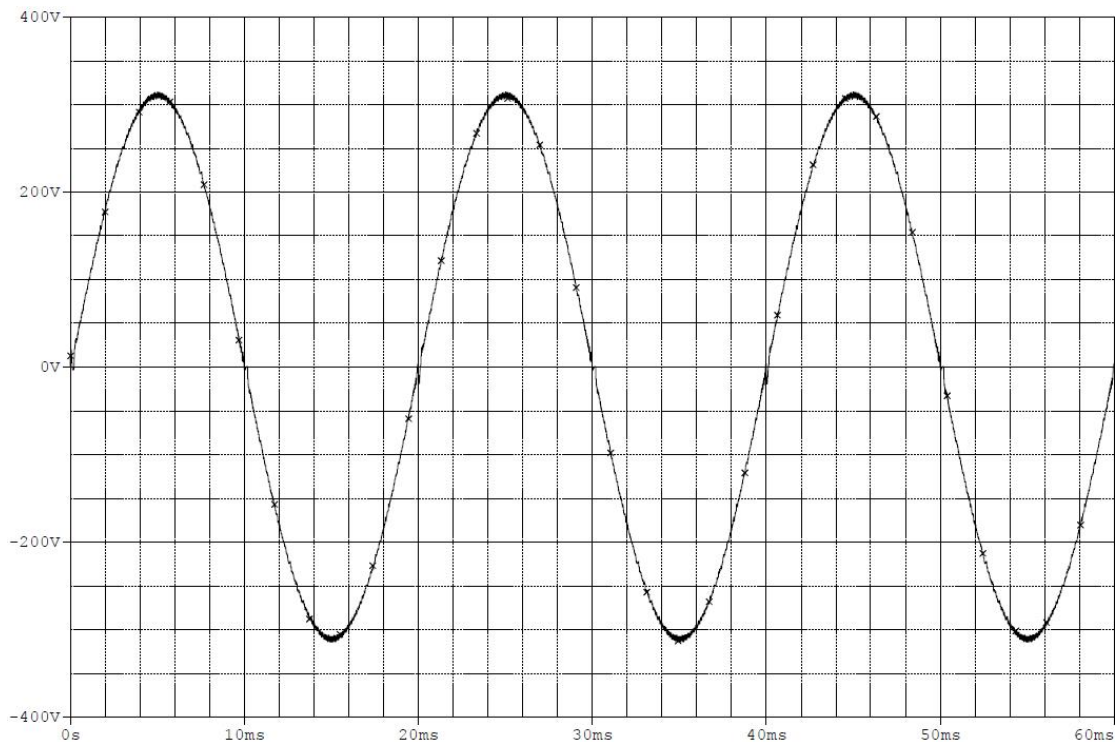
Kuva 4.15. Pulssitiheysmoduloidun signaalin amplitudispektri, kun synteisiin on käytetty kantiaaltoa. Kuvan tapauksessa $m = 0,97$ ja $f_{\text{HF}} = 120\text{kHz}$. Selkeästi näkyvissä ovat kolme ensimmäistä kytkentätaajuuden harmonista.

Kuvassa 4.15 on näkyvissä merkittävin ero siniaallolla toteutettuun modulaatioon. Kytkentätaajuuden harmonisten $2f_{\text{HF}}$ komponentin amplitudi on alle puolet sinitapauksesta, mutta $4f_{\text{HF}}$ ja $6f_{\text{HF}}$ amplitudit ovat taas paljon suuremmat, koska käytettäessä kantiaaltoa synteisiin harmonisten amplitudi vaimenee hyvin hitaasti. Synteisiin voidaan käyttää pienempää jännitettä johtuen kantiaallon huippuarvon suuruudesta tehollisarvosta. Tämä ei kuitenkaan ole selitys harmonisten amplitudeille, vaan sama ilmiö toistuu myös pienemmillä modulointi-indeksin arvoilla. Ensimmäisen harmonisen pienempi amplitudi voi olla jossain määrin etu, sillä näin kaikista alhaisimman taajuuden omaava harmoninen on helpompi suodattaa pois.

Kaiken kaikkiaan puolijakson muodon vaikutus on melko pieni ja poikkeama siniaallosta ei tule aiheuttamaan ongelmia. AC-PDM menetelmän hyvä puoli on se, ettei ideaalisesta poikkeava aaltomuoto vaadi mitään erityisiä toimenpiteitä. Niin kauan kuin integraattori kykenee integroimaan virhetermiä ja virhetermi kyetään ajamaan nolnaan, pitäisi modulaation toimia. Pulssikuvion muoto vaikuttaa, mutta tällä ei ole merkitystä järjestelmän toimintaan.

4.4 Ideaalisen pulssikuvion suodatus

Lopuksi on syytä tarkistaa se hyvin oleellinen seikka, että tuottaako tässä luvussa kuvailtu AC-PDM menetelmä todella sellaisen pulssikuvion, josta suodatettuna saadaan halutunlaista jännitettä. Tämän testaamiseksi tehdään simulaattoriin jännitelähde, joka tuottaa ideaalista AC-PDM pulssikuviota ja suoraan jännitelähteen jälkeen pistetään LC-suodin. Suodattimen perässä on 1 kW:n puhtaasti resistiivinen kuorma. Tulos on esitetty kuvassa 4.16.



Kuva 4.16. LC-suodattimella ($L = 1.3 \text{ mH}$ ja $C = 0.6 \text{ }\mu\text{F}$, arvot luvusta 5) suodatettu ja AC-PDM menetelmällä tuotettu jännite. Lähtöjännite on moduloitu 140 kHz:n 550 V:n puolijaksoista. Tuloksena on lähes puhdasta 50 Hz:n verkkojännitettä.

Kuvasta nähdään, että tässä luvussa esitelty modulaatio toimii odotusten mukaisesti ja tuottaa suodatettuna haluttua jännitettä. Ainoastaan huippuarvo jää hieman ohjearvosta, mutta todellisuudessa säätö korjaa tämän. Kuvaa 4.16 voidaan pitää myös jonkinlaisena referenssinä siitä, mikä on tällä modulointitavalla saatavissa oleva paras tulos, kun käytetään kyseistä suodatinta. Lähtöjännitteen THD on reilusti alle 1 %, mitä voidaan pitää käytännössä puhtaana sininä.

4.5 Johtopäätökset

Tarkastelu on suoritettu ideaalisille pulssikuvioille sen suhteen, että puolijaksot ovat täydellistä sini- ja kanttiaaltoa, eikä mitään todellisesta kytkennästä johtuvia ilmiöitä ole mukana signaalissa. Tämä ei luonnollisestikaan vastaa täysin todellista tilannetta, mutta tässä tehdyt johtopäätökset pätevät myös enemmän epäideaaliseen tapaukseen. Tarkoituksena oli myös selvittää, onko tämän tyyppisellä pinta-alojen vertailuun perustuvalla pulssintiheysmodulaatiolla ylipäättään mahdollista toteuttaa tämän työn vaatimukset. Jos tästä ideaalisesta tarkastelusta olisi tullut kielteinen johtopäätös, ei todellisempi tilanne olisi tuonut muutosta asiaan. Toisaalta tämän selvityksen pohjalta ei voida täysin varmasti sanoa, että menetelmä toimii käytännön sovelluksessa, mutta ainakin se on hyvin mahdollista.

FFT-analyysin perusteella voidaan lopulta tulla siihen tulokseen, että modulaatio-indeksin tulisi olla mahdollisimman lähellä arvoa $m = 1$. Mahdolliset jännitteen vaihtelut tulisi kompensoida alueella $m < 1$, jolloin modulaatio-indeksi normaalitoiminnassa asettuu hieman 1 alapuolelle. Esimerkiksi arvolla $m = 0.93$, joka tarkoittaa muuntajalta saatavan jännitteen huippuarvoa 550 V (oletettu siniksi), saadaan kompensoitua vielä 6 % jännitteen alenema niin, että modulointi-indeksi pysyy aleneman aikana alle 1 ja vältetään kyllästys. Vastaavasti 10 % alenema tarkoittaisi normaalitilassa jo 572 V jännitettä. Mitä suurempaa jännitteen alenemaa varaudutaan kompensoimaan, sitä suurempi on kytkimille tuleva raskaus ja huonompi synteessin laatu normaalitoiminnan aikana. Tähän täytyy löytää joko hyvä kompromissiratkaisu tai sitten jännitettä on säädettävä myös resonanssikonvertereissa. Muuntajalta tulevan suuritaajuuden vaihtojännitteen, josta lähtöjännite lopulta syntetisoidaan, pitää olla taajuudeltaan niin suurta kuin se vain järjestelmän muut seikat huomioon ottaen on mahdollista. Käytännössä kuitenkin yli 100 kHz lukemat ovat taulukon 4.1 ja kuvan 4.11 perusteella varmasti riittäviä ja vähemmälläkin standardit täyttävää lähtöjännitettä on mahdollista tuottaa. Se vain asettaa enemmän vaatimuksia suodatukselle, sillä suodattimen rajataajuus täytyy mitoittaa alemmas.

5. TOISIOHAKKURI

Toisiohakkurin tehtävänä on muodostaa verkkotasoista vaihtojännitettä ($230\text{ V}_{\text{RMS}}$, 50 Hz) erotusmuuntajan syöttämästä korkeataajuisesta vaihtojännitteestä, joka on arvoltaan noin $361\text{ V}_{\text{RMS}}$, 140 kHz . Hakkurin toiminta perustuu siihen, että erotusmuuntajan syöttämä jännite päätetään sopivilla kytkimillä korkeataajuisiksi pulssimaiseksi jännitteeksi, josta sopivalla alipäästösuotimella muokataan siniaaltoa.

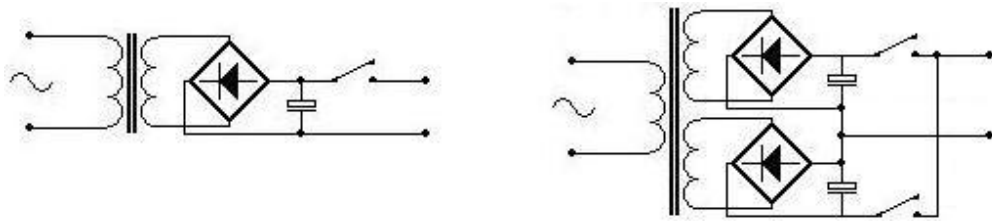
Hakkurin tulee suoriutua tehtävästä hyvällä hyötysuhteella, pienellä lähtöjännitteen- sekä virran säröllä ja mahdollisimman luotettavasti toimien.

5.1 Topologian valinta ja suunnittelu

Hakkuri on mahdollista toteuttaa monella eri tapaa. Suunnittelussa vertailtiin ensin eri topologioita sekä näiden ominaisuuksia. Tämän jälkeen kehitettiin vertailun pohjalta ratkaisu, joka sopii hyvin kyseiseen käyttöön.

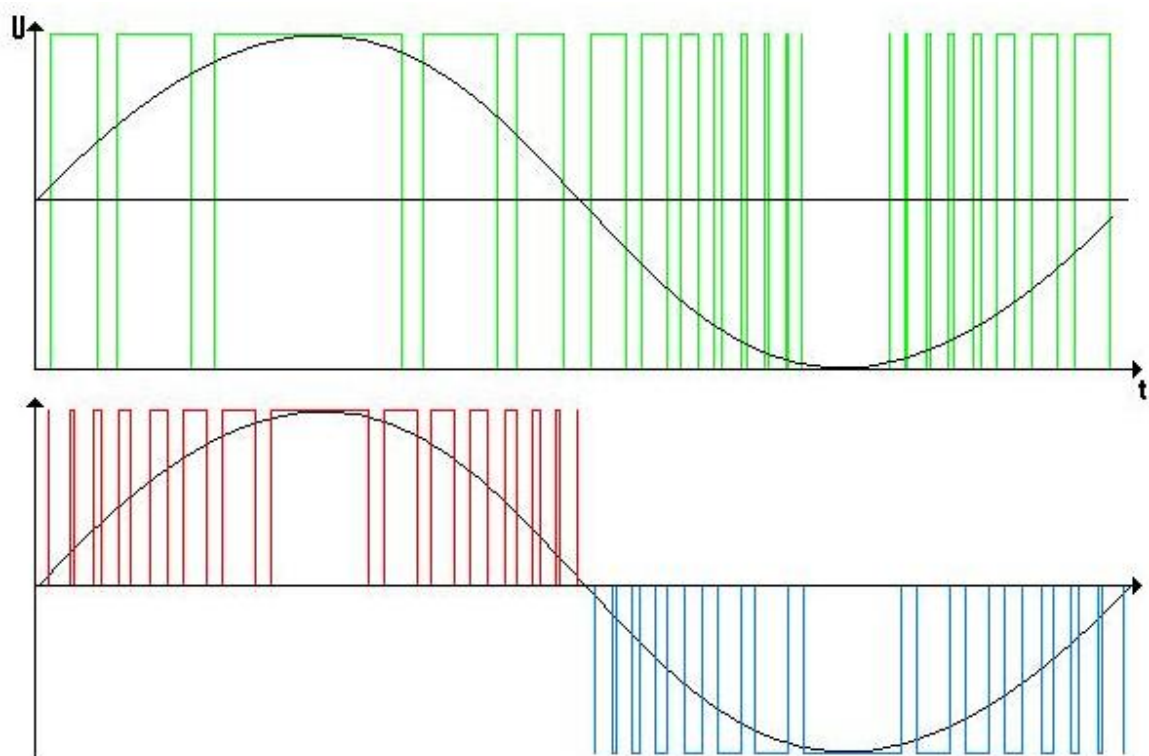
5.1.1 PWM modulaatio

Yksinkertainen vaihtoehto olisi välitasajännitepiirillä ja pulssinleveysmodulaatiolla (PWM) toimiva hakkuri. Sen toiminta perustuu siihen, että muuntajalta tuleva korkeataajuinen vaihtojännite tasasuunnataan ensin välipiiriin, jonka jälkeen se vaihtosuunnataan verkkotaajuiseksi vaihtojännitteeksi soveltaen pulssinleveysmodulaatiota ja sopivaa alipäästösuodinta. Tämä on mahdollista toteuttaa siten, että käytössä on kaksi (bipolaarinen) tai kolme (unipolaarinen) eri jännitetasoa. Kytkeäperiaatteet on esitetty kuvassa 5.1.



Kuva 5.1. Bipolaarinen (vas.) ja unipolaarinen pulssinleveyshakkuri

Tällaisen hakkurin etuna on helppo ohjaus ja yksinkertainen rakenne. Ohjaus on yleensä toteutettu referenssinäiaallon ja kolmioaallon vertailulla, jonka mukaan kytkintä tai kytkimiä kytetään päälle ja pois. (Nuutinen 2007). Lähtöjännitteiden aaltomuodot on esitetty kuvassa 5.2.



Kuva 5.2. Bipolaarisen (ylh.) ja unipolaarisen PWM hakkurin lähtöjännitteiden muodot. Vertailun vuoksi kuvaan on lisätty siniaalto kuvaamaan PWM-signaalin perusaaltoa.

Ongelmia aiheuttavat tällöin kytkinten päälle- ja poiskytkentähäviöt, koska kytkimiä kytketään virrallisina ja jännitteellisinä. Koska kytkin ei sulkeudu nolla-ajassa vaan tietyllä viiveellä, on sen yli samaan aikaan tietty jännite kun se johtaa virtaa. Häviöenergia yhtä kytkentää kohden on tällöin kytkentähetken yli oleva integraali virran ja jännitteen tulosta. Tällöin jokaisesta päälle- ja poiskytkennästä aiheutuu energiahukkaa. Tästä seuraa merkittävä häviöteho varsinkin suurilla taajuuksilla, koska kytkentöjä tehdään paljon.

Nopea virrallinen poiskytkentä aiheuttaa myös helposti ongelmia. Mikäli piirissä on induktanssia, muodostuu poiskytkentähetkellä helposti suuria jännitetransientteja kytkimen yli. Näitä voidaan pienentää käyttämällä kytkinten rinnalla suojauspiirejä ja/tai vapaakiertodiodeja. Nämä päästävät piikkien energian kiertämään takaisin virtapiiriin tai imevät sen itseensä. Tästä energiasta tosin osa kuluu häviölämmöksi.

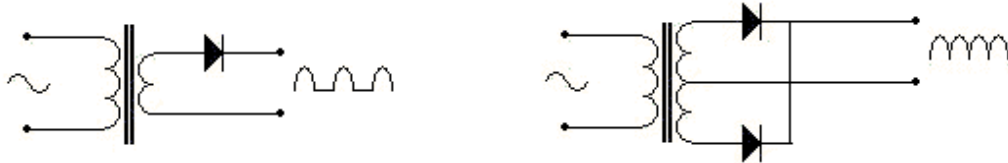
Koska tässä projektissa käytettävä taajuus on suuri, noin 140 kHz, muodostuisi näistä häviöistä merkittävä energiahukka. Täten PWM modulaatio hylättiin ja etsittiin muita vaihtoehtoja.

5.1.2 Tasasuuntaus

Myös tasasuuntaussiltaan kuluu energiaa, koska kytkennän virta kulkee sillan diodien kynnyksjännitteiden yli. Perinteisessä tasasuuntaussillassa virta kulkee aina kahden diodin läpi. Tällöin sillassa tapahtuu jännitehäviö, joka on kahden yksittäisen diodin jännitehäviön summa. Tasasuuntaussiltaan kuluva energia voidaan täten luonnollisesti pienentää vähentämällä virran kulkureitillä olevien diodien määrää. Yksi keino on käyttää puolialtotasasuuntausta, jolloin virta kulkee aina yhden diodin läpi. Haittapuolena on joka toisen puolijakson poisleikkautuminen, joka voi johtaa ongelmiin suodatuksessa tai mitoitettaessa pääteasteen komponenttien jännitekestoisuutta.

Toinen keino vähentää diodien määrää virran kulkureitillä ja silti saavuttaa kokoaltotasasuuntaus on käyttää väliulosotollista muuntajaa ja kahta puolialtotasasuuntaavaa diodia. Tällöin molemmilla toisiokäämeillä muodostetaan vuoronperäiset puolijaksot puolialtotasasuuntaus-

periaatteella. Kuva 5.3 selventää puoli- ja kokoaaltotasasuuntauksen periaatteen yhdellä virrallisella diodilla.



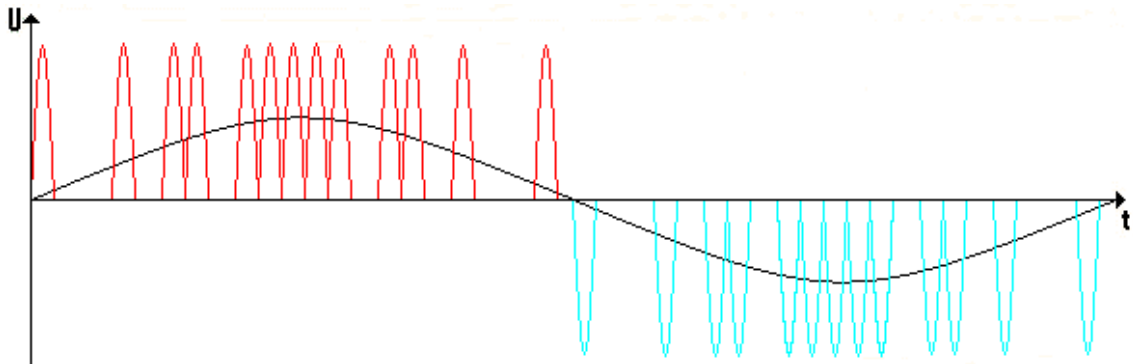
Kuva 5.3. Puoli- ja kokoaaltotasasuuntaus yhdellä virrallisella diodilla

Etuina tällaisella kytkennällä on pienemmät häviöt ja yksinkertaisempi toteutus. haittapuolena on se, että muuntajan toisio vaatii välioton ja kaksinkertaisen määrän käämikierroksia. Kyseistä menetelmää sovellettiin aiemmin paljon elektroniikassa, kun diodeina käytettiin kalliita elektroniputkia. Puolijohteiden yleistyttyä siirryttiin laajasti käyttämään kokoaaltotasasuuntaavia diodisiltoja muuntajatoteutuksen halventamiseksi.

Häviöitä voidaan vielä vähentää poistamalla tasauskondensaattorit. Tällöin välipiirin jännite käy puolijaksojen välissä nolatilassa, jolloin kytkinten tilamuutokset kannattaa tehdä. Tämä siksi, että tällöin kytkennät tapahtuvat jännitteen (ja yleensä virran) ollessa olematon, jolloin kytkentähäviöt minimoituvat (Sood 1987). Tämä vaikutti alusta alkaen lupaavimmalta kytkentäkeinolta tähän työhön, ja sitä lopulta myös päädyttiin soveltamaan.

5.1.3 PDM modulaatio

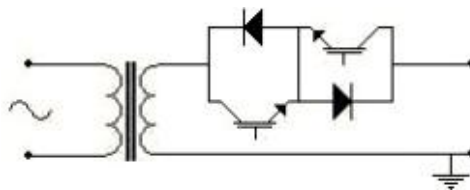
Valittaessa sopivasti positiivisia ja negatiivisia puolijaksoja, saadaan muodostetuksi haluttu lähtöjännite. Tällöin puhutaan PDM- eli pulssintiheysmodulaatiosta. Alipäästösuodatuksen jälkeen lähtöjännitteen rms-arvo on likimain PDM moduloidun jännitteen keskiarvo (Sood 1988). Kuva 5.4 havainnollistaa PDM- toimintaperiaatteen. Tällaista laitetta voidaan pitää syklokonvertterina, koska se muokkaa vaihtojännitettä suoraan alempitasoiseksi vaihtojännitteeksi.



Kuva 5.4. PDM moduloidun jännitteen ja alipäästösuodatetun lähtöjännitteen periaatteelliset muodot. Kuvaan on vertailun vuoksi lisätty signaalin perusaalto.

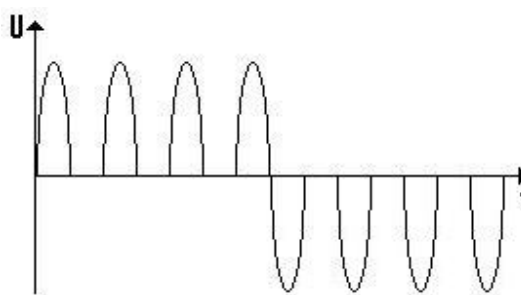
Suora virransyöttö vaihtovirtalähteestä edellyttää sellaisten kytkinten käyttöä, jotka pystyvät syöttämään virtapulsseja molempiin suuntiin. Tämä tarkoittaa myös sitä, että niiden on kyettävä estämään virrankulku molempiin suuntiin, ja kestävä tällöin estosuuntainen jännite. Koska tällaisia ei ole (ainakaan vielä) markkinoilla, on kytkimet toteutettava perinteisillä yksisuuntaisilla kytkimillä diodeja apuna käyttäen.

Ensin ajateltiin soveltaa yhteisemitterikytkettyä kytkentämallia, kuva 5.5. Tällaisella kytkennällä saavutettaisiin pienten kytkentähäviöiden lisäksi erittäin yksinkertainen toteutus. Lähdtöön saadaan myös kolme jännitetasoa, kuten unipolaarisessa pulssinleveyshakkurissa. Lisäksi virta kulkee aina ainoastaan yhden diodin läpi, jolloin häviöt vähenevät. Kytkimistä ylemmällä valitaan lähtöön negatiiviset ja alemmalla positiiviset pulssit. Kytkimiä voidaan ohjata myös samasta virtalähteestä, joka kelluu kytkinten emitterien potentiaalissa (Pyrhönen 2005).



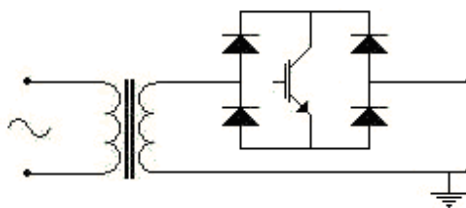
Kuva 5.5. Yhteisemitterikytkentä.

Haittapuolena tässä kytkennässä kuitenkin on se, että vaihtovirta kokee vain puoliaalto-tasasuuntauksen molempiin suuntiin. Tämä vaikuttaa alentavasti saatavan lähtöjännitteen keskiarvoon joka toisen puolijakson jäädessä pois (Kuva 5.6). Täten olisi käytettävä suurempaa muuntosuhdetta, jotta saavutettaisiin tarpeeksi suuri jännitteen keskiarvo. Tämän takia olisi taas käytettävä jännitekestoisuudeltaan suurempia ja suurihäviöisempiä komponentteja. Suodin olisi myös suunniteltava pienemmälle rajataajuudelle. Suotimen mitoittamiseen keskitytään tarkemmin kappaleessa 5.3.



Kuva 5.6. Lähtöjännitteen muoto, kun positiivisen lähtöjännitteen kytkin on auki ensimmäiset 3,5 jaksoa ja tämän jälkeen negatiivisen jännitteen kytkin seuraavat 3,5 jaksoa.

Kyseisenkaltainen kytkentä voitaisiin toteuttaa myös käyttäen vain yhtä kytkintä ja neljää diodia (kuva 5.7). Tässä saavutettaisiin se etu, että kytkimiä olisi vain yksi. Virran kulkureitillä on tällöin kuitenkin aina kaksi diodia, joka taas johtaa suurempiin häviöihin.

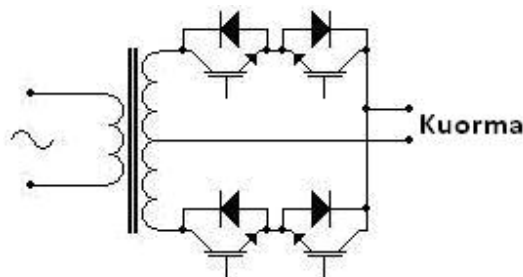


Kuva 5.7. Kaksisuuntainen kytkin käyttäen yhtä kytkintä ja neljää diodia.

Tilannetta voidaan parantaa kokoaaltotasuuntaamalla sekä positiivinen ja negatiivinen käyttöjännite. Kerralla johtavien diodien määrä saadaan puolitettyä käyttämällä väliulosotollista muuntajaa ja vastasarjaan kytkettyjä kytkimiä, joilla on sisäiset vastarinnan kytketyt diodit

(Kuva 5.8). Tällöin virran kulkureitillä on aina yksi kytkin ja yksi diodi. Virta kokee myös kokoaaltotasasuuntauksen valittuun suuntaan.

Haittapuolena on kytkinten kaksinkertainen määrä edelliseen nähden, joka puolestaan monimutkaisuuden lisäksi aiheuttaa kasvavia ohjauselektronikan häviöitä. Tämä johtuu siitä, että ohjattavien kytkinten hilakapasitanssien varaamiseen kuluu tällöin enemmän energiaa.

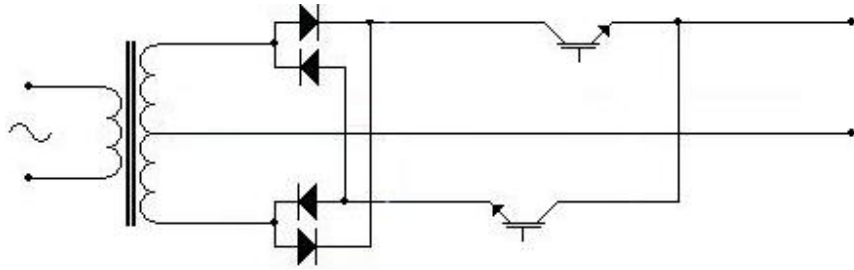


Kuva 5.8. Kokoaltotasasuuntaava toisioinverteri.

Vastaavanlainen kytkentä olisi myös mahdollista toteuttaa vastarinnan kytketyillä tyristoreilla (triaceilla). Tässä projektissa käytetään kuitenkin sen verran suurta taajuutta, että tarpeeksi nopeita tyristoreja ei ole olemassa.

Tulevaisuudessa markkinoille saadaan hyvin todennäköisesti kaksisuuntaisia kytkimiä. Tällöin tämä kytkentä voitaisiin toteuttaa pelkästään kahdella kytkimellä täysin ilman diodeja. Tällöin johtavan tilan häviöt pienenisivät reilusti. Kyseinen kytkentä olisikin siinä tapauksessa kaikista varteenotettavin vaihtoehto. Tällä hetkellä täytyy kuitenkin vielä tyytyä käyttämään yksisuuntaisia kytkimiä komponenttien ollessa rajoittuneita. (Xianmin 2004).

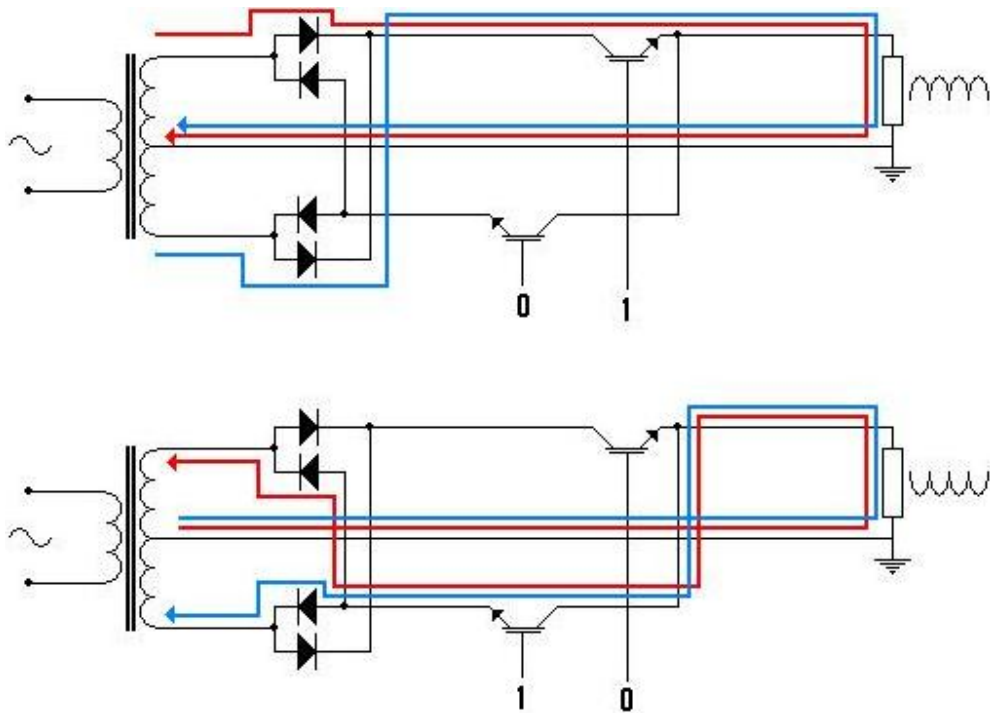
Näiden lähtökohtien pohjalta tätä projektia varten kehitettiin kokoaaltotasasuuntaava kytkentä, joka sisältää vain kaksi kytkintä. 4 diodia tasasuuntaavat muuntajan lähtöjännitteen kaksipuoleiseksi sykkiväksi tasajännitteeksi. Näille jännitetasoille on molemmille omat kytkimensä, josta toinen valitsee lähtöön positiiviset ja toinen negatiiviset puolijaksot (Kuva 5.9).



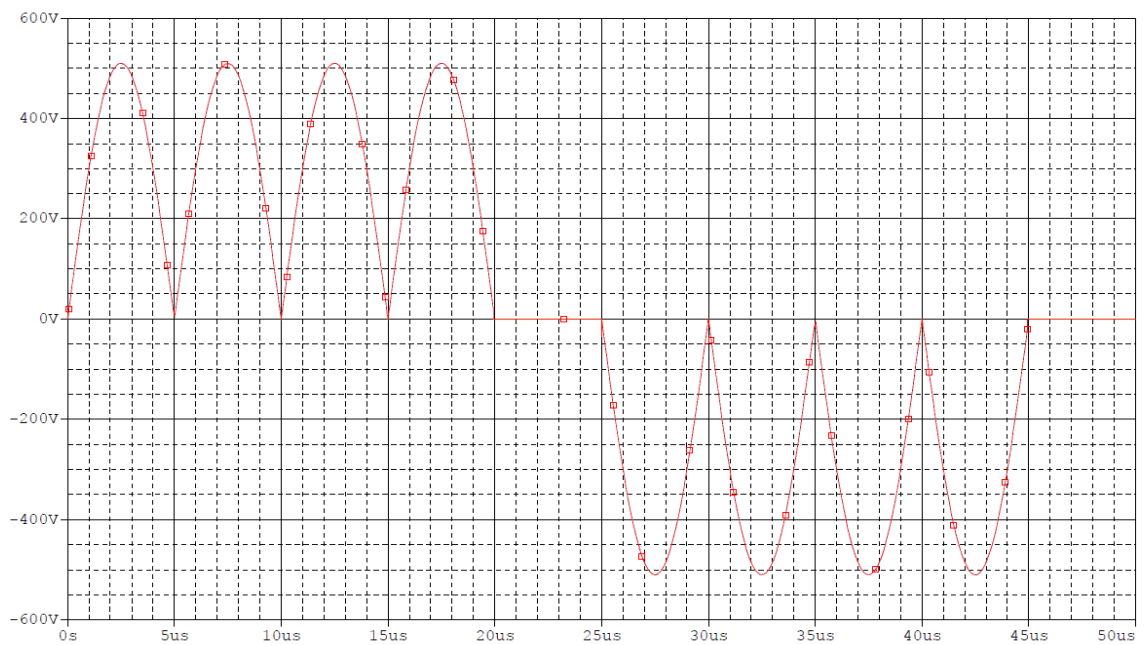
Kuva 5.9. Projektia varten kehitetyn syklokonvertterin periaatteellinen kytkentä.

Väliulosotollisesta muuntajasta johtuen virran kulkureitillä on aina vain yksi diodi. Tämä tosin johtaa hieman monimutkaisempaan muuntajan toteutukseen, mutta koska tämän projektin yksi tärkeimmistä tavoitteista on hyvä hyötysuhde ja pienet häviöt, oli tämä asia vain hyväksyttävä. Kytkimiä virran reitillä on myös aina vain yksi.

Kytkenät toteutetaan jännitteen ollessa likimain nollassa. Täten häviöt muodostuvat käytännössä aina yhden kytkimen ja diodin johtavuustilan häviöistä, sekä kahden kytkimen ohjaukshäviöistä. Virtojen kulkureitit on havainnollistettu kuvassa 5.10. Kuvassa 5.11 on kytkentää simuloitu siten, että läpi päästetään neljä positiivista ja neljä negatiivista puolijaksoa (Ohjelmana OrCad 16.0). näiden välissä ja näiden jälkeen on molemmat kytkimet suljettu yhden puolijakson ajaksi. Simulaatioon käytetyt komponentit ovat ideaalisia.



Kuva 5.10. Kytkenän virtojen kulkureitit. Ylempänä päästetään positiiviset puolijaksot ja alempana negatiiviset puolijaksot kuormalle.



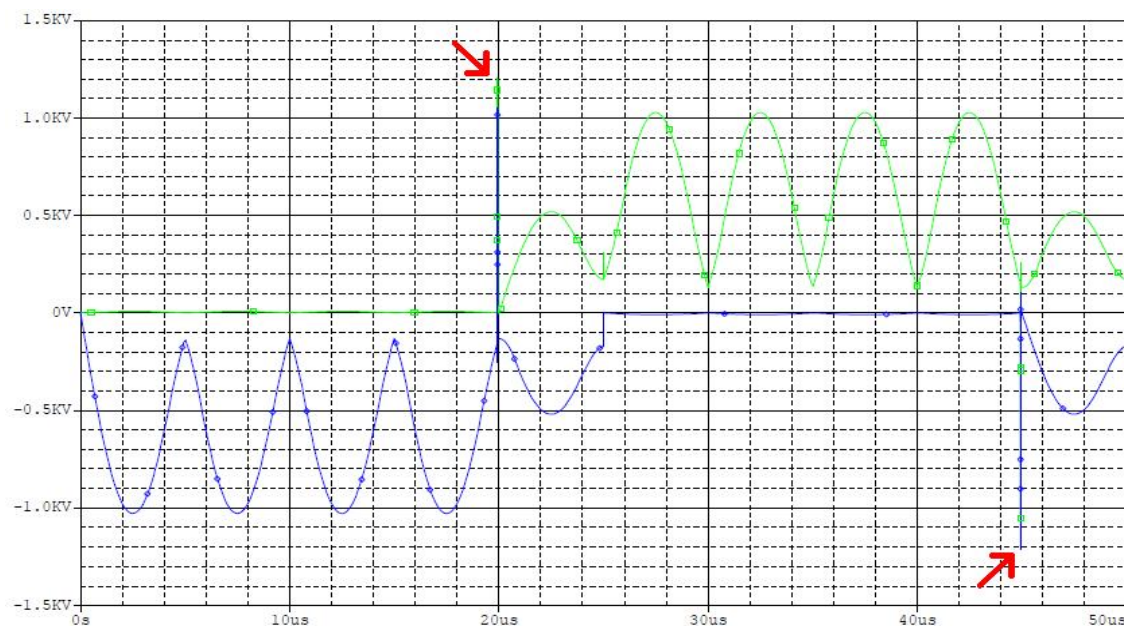
Kuva 5.11. Kuorman yli oleva jännite, kun läpi päästetään 4 positiivista puolijaksoa ja neljä negatiivista puolijaksoa. Näiden välissä kytkimet ovat avoinna yhden puolijakson ajan.

Etua tuo myös se, ettei kytkintä tarvitse välttämättä sulkea jokaisen puolijakson jälkeen. Kytkimen hila varataan ainoastaan silloin, kun se halutaan johtavaksi. Tällainen tilanne tapahtuu vain silloin, kun halutaan aloittaa tietyn pituinen pulssijono joko positiiviselle tai negatiiviselle puolelle. Jonon pituudella ei ole tässä suhteessa merkitystä, koska kytkin pysyy johtavana (siis myös hila varattuna) koko jonon ajan. Siniaaltoa muodostettaessa jää kytkentöjen määrä tällöin alle puoleen pulssien määrästä ja täten myös ohjaukseen tarvittava teho on pieni. Ohjaukseen kuuluva teho on suuresti riippuvainen käytetyistä komponenteista. Koska tämän työn simuloinneissa käytettävät komponentit ovat ideaalisia, ei ohjaustehon suuruutta voida tässä tarkemmin arvioida. Asiaan ei siksi paneuduta sen enempää.

Ohjauksessa on kiinnitettävä huomiota siihen, että kytkimet eivät saa olla johtavassa tilassa yhtä aikaa sillä tämä johtaisi välittömään oikosulkuun. Kytkimet saavat johtaa ainoastaan yksi kerrallaan.

Kytkimien on myös mahdollista olla johtamattomassa tilassa yhtä aikaa. Tästä seuraa se etu, että kytkentään voidaan soveltaa unipolaarista ohjausta. Tämä johtaa kuitenkin jänniterasitukseen, kun piirissä kulkee kytkentähetkellä induktiivisia virtoja. Vaikka kytkennät tehdään jännitteen nollakohdissa, saattaa piirissä silti kulkea induktiivista virtaa suotimen (ja mahdollisesti kuorman) loistehosta johtuen.

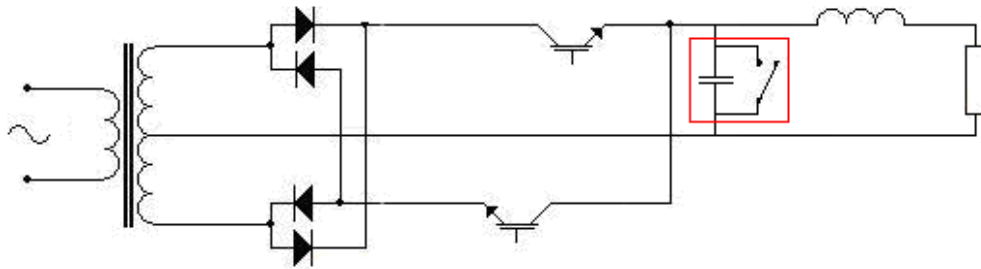
Kuvassa 5.12. on esitetty edellisen simuloinnin kytkimien jänniterasitukset, kun piiriä on kuormitettu $52,9 \Omega$ kuormalla (100 % kuormituksella, kun kyseessä 1 kVA laite ja lähtöjännite $230 V_{RMS}$) ja sen kanssa sarjaan on kytketty $3 \mu H$ induktanssi. Sulkemisaika oli 20 nanosekuntia. Kuvassa näkyvät selvästi jännitepiikit, jotka aiheutuvat induktiivisen virran äkillisestä sulkemisesta.



Kuva 5.12. Kytkinten jänniterasitukset. Vihreä on positiivisten pulssien puolen kytkin.

Koska suotimen induktanssi on paljon suurempi, pitää vielä tehdä jotakin, jotta kytkimet eivät altistuisi liian suurille jänniterasituksille. Yksi keino on sopivan kapasitanssin lisääminen piiriin ennen suodinta. Tämä ei kuitenkaan saa olla kovinkaan suuri, koska tällöin se varaisi energiaa, eikä jännite ehtisi laskea nollatasoon ennen seuraavaa kytkentää. Tämä taas johtaisi kytkentähäviöiden nousuun.

Tilannetta saadaan parannettua lisäämällä piiriin kytkin, joka oikosulkee suotimen tulopuolen, kun molemmat kytkimet ovat auki (Kuva 5.13). Tällöin induktiivinen virta pääsee vapaasti kiertämään kelan läpi, eikä jännitepiikkejä pääse syntymään. Tällainen kytkin on mahdollista toteuttaa esimerkiksi kuvan 5.5 mukaisella yhteisemitterikytkimellä. Kytkimen ohjaus vastaa NOR- portin lähtöä, jonka tuloja ohjataan pääkytkimien ohjaussignaaleilla. Kytkimen rinnalle on myös kytkettävä riittävän suuri kapasitanssi, joka imee reaktiivisilla kuormilla jännitettä vastakkaiseen suuntaan kulkevan virran kun kytkin on sammutettu. Koska tämä jännite puretaan kovalla kytkennällä, on piirin tehonkestoan kiinnitettävä huomiota, jos laitetta on tarkoitus käyttää suuremmin reaktiivisilla kuormilla. Hyötysuhde heikkenee tällöin myös merkittävästi, joten suuresti reaktiivisia kuormia tulee välttää.



Kuva 5.13. Kondensaattorin ja oikosulkukytkimen lisäys kytkentään jännitepiikkien minimoimiseksi.

Yksi kytkinten ohjauksessa huomioitava asia on suoja-ajan tarpeellisuus. Kuten edellä todettiin, eivät kytkimet saa johtaa yhtä aikaa. Käytännön kytkimet (esimerkiksi IGB- transistorit) eivät sulkeudu ja avaudu nolla-ajassa, vaan tietyllä viiveellä. Täten on olemassa vaara, että kytkentähetkellä syntyy lyhytkestoinen oikosulku, kun toinen kytkin avataan ja toinen suljetaan (Nuutinen 2007). Tämä on erittäin tärkeää ottaa huomioon kovaa kytkentää sovellettaessa, mutta koska tässä projektissa kytkennät pyritään suorittamaan jännitteen nollakohdissa, on suoja-ajan tarpeellisuus kyseenalainen ja riippuu pitkälti käytetystä taajuudesta sekä kytkin-komponenttien kytkentäviiveistä. Jos esimerkiksi kytkentäviive on 20 ns, huippujännite 550V ja taajuus 100 kHz, on jännite ehtinyt nousta vasta noin 7 V tasolle, kun toinen kytkin on jo täysin sammunut. Tällöin ei suoja-aikaa välttämättä tarvita.

Kuten edellä todettiin, on lähtöjännitteen arvo likimain sama, kuin PDM- moduloidun jännitteen keskiarvo. Koska halutun verkkojännitteen huippuarvo on 325 V, on täten moduloitavien sykkivien tasajännitteiden oltava keskiarvoltaan vähintään näin suuria jotta haluttu lähtöjännitetaso voitaisiin saavuttaa (Sood 1988). Todellisuudessa jännitteet täytyy mitoittaa hieman tätä suuremmiksi, koska suodin vaikuttaa alentavasti lähtöjännitteeseen.

Johtuen muuntajan ensiötä ohjaavan resonanssikonvertterin ominaisuuksista, on muuntajan ensiöjännite ja täten myös toisiojännite likimain sinimuotoista. Yhtälöstä 5.1 nähdään kokoaaltotasasuunnatun sinimuotoisen huippujännitteen suhde sen keskiarvoon.

$$\hat{u} = \frac{U \cdot \pi}{2}, \quad (5.1)$$

missä \hat{u} on jännitteen huippuarvo ja U on jännitteen keskiarvo (Sood 1988).

Koska lähtöön tarvitaan maksimissaan verkkojännitteen huippuarvo 325 V, tarvitaan tällöin periaatteessa $(325 \text{ V} \cdot \pi) / 2 = 510 \text{ V}$ huippujännite. Käytännössä jännite on mitoittettava hieman suuremmaksi alipäästösuotimen aiheuttaman jännitteen aleneman takia.

Kytkenän topologiasta johtuen aiheutuu diodeille ja kytkinkomponenteille kaksinkertainen jänniterasitus tulojännitteisiin nähden. Komponenttien on siis kestävä tasasuunnattu huippujännite kaksinkertaisena; optimitilanteessa siis 1020 V. Tähän tulee tietenkin vielä lisätä suodattimen aiheuttamasta jännitteenalenemasta johtuva ylirajoitus, sekä tietty turvamarginaali, joka määräytyy tulojännitteen mahdollisen heilahtelun mukaan.

Monella komponenttivalmistajalla seuraava jännitteenkestotaso on 1200V, jolla on tarjolla sopivia komponentteja. Näitä kannattaa käyttää, mikäli pystytään varmistamaan, ettei kytkinten jänniterasitus missään tilanteessa ylitä tätä arvoa.

Koska vaadittava jännitekestoisuus on yli 900 V, on hyvä vaihtoehto kytkimeksi IGBT. Tämä johtuu siitä, että muita transistoreja, joilla olisi häviöiden suhteen etua IGBT:hin nähden, ei näillä jännitetasoilla välttämättä ole.

5.2 Lähtöjännitteen suodatus

Syklokonvertterin syöttämä lähtöjännite sisältää tuotetun 50 Hz perustaajuuden lisäksi paljon muita taajuuskomponentteja. Siksi lähtöjännitettä on vielä käsiteltävä siten, että muut taajuuskomponentit saataisiin eliminoidua. Standardin (SFS-EN 50160) mukaan lähtöjännitteessä ei saa esiintyä yli 8 % kokonaisharmonista säröä. Lähtövirralle tämä arvo on 5 %. Koska resistiivisellä kuormalla virran särö on prosentuaalisesti yhtä suuri kuin jännitteen, on jännitteenkin tavoiteltu särötaso tällöin alle 5 %. Tämä merkitsee 230 V verkkojännitteellä 11,5 V yhteen-

laskettua särötasoa. Periaatteessa standardi käsittää vain alle 2 kHz särötasot, mutta käytännössä on kuitenkin otettava huomioon piiriin kaikki särötaajuudet jotta välttyttäisiin ongelmilta syötettävissä laitteissa (Nuutinen 2007).

Tämä särökomponenttien eliminointi on toteutettavissa helpoiten alipäästösuotimella. Amplitudiltaan suurin ei-haluttu taajuuskomponentti on kytkentätaajuus, jolla ensiö hakkuri toimii. Tämä asettuu suunnitellussa laitteessa 140 kHz paikkeille. Lisäksi tulevat vielä tämän taajuuden yliharmoniset taajuudet eli monikerrat, jotka summautuvat neliöllisesti toisiinsa. Äkinäisesti voisi kuvitella riittävän suodatuksen olevan sellainen alipäästö, joka jättää 140 kHz yli olevien taajuuksien neliösummasta alle 5 % jäljelle.

Tämä ei ole kuitenkaan koko totuus. Toisin, kuten PWM hakkurissa, esiintyy PDM- moduuloinnin tapauksessa myös kohinatyyppistä säröä reilusti alle kytkentätaajuuden (Kuva 4.15). Täten on suotimen alarajataajuus valittava vielä reilusti pienemmäksi. Taulukkoon 4.1 ja kuvaan 4.12 viitaten päätettiin suotimen rajataajuuden maksimiarvoksi 5 kHz.

Käytännössä suotimen mitoitus on aina kompromissi lähtöjännitteen särön, fyysisen koon, häviöiden sekä kustannusten kesken. Tästä johtuen suodinta ei kannata mitoittaa hyvin alhaiselle taajuudelle, koska silloin suotimen fyysinen koko ja valmistuskustannukset kasvaisivat reilusti.

Tässä työssä suunniteltavaa laitetta käsitellään enimmäkseen teoriapohjalta, joten huomio kiinnitetty tässä esitettävässä suunnittelussa myös lähinnä teoreettiseen mitoitukseen. Suotimen toteutuksessa esiintyvät ilmiöt ovat monesti hyvin vaikeita mallintaa, ja tätä varten olisi-kin hyvä rakentaa prototyyppi, jotta kaikki epäkohdat pystyttäisiin havaitsemaan.

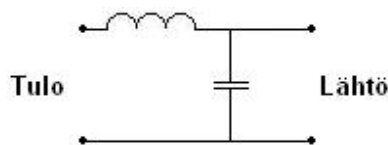
5.2.1 Suodatintyypit

Alipäästösuodin on mahdollista toteuttaa monella eri tapaa. Koska tässä tapauksessa tarvitaan suodin, joka joutuu käsittelemään suurehkoja virtoja, on resistiiviset komponentit saatava minimoitua. Täten ei osittain resistanssiin perustuvia suotimia voida tietenkään käyttää, vaan suodatuksen tulee tapahtua kapasitiivisilla ja induktiivisilla komponenteilla. Tämä siksi, että näihin ei optimaalisessa tilanteessa (resistanssi = 0) kulu pätötehoa.

Toinen suotimiin liittyvä ominaisuus on jyrkkyys, joka ilmoitetaan yleensä desibeleinä oktaavia tai dekadia kohden. Usein puhutaan myös suotimen kertaluvusta. Ensimmäisen kertaluvun suodin vaimentaa signaalia rajataajuutensa jälkeen 6 desibeliä oktaavia kohden, toisen kertaluvun suodin 12 desibeliä ja niin edelleen. Tässä projektissa riittää hyvin toisen kertaluvun suodin, koska suodatettavat taajuudet joilla esiintyy suuria häiriöitä, ovat kaukana rajataajuudesta, joille suodin on määrä mitoittaa.

LC-suodin

Yksinkertaisimpia suodatinmalleja on LC-suodin (Kuva 5.14). Se on myös komponenttien vähyiden takia halpa sekä myös helpohko suunnitella.



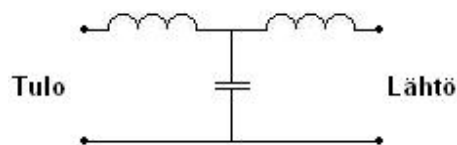
Kuva 5.14. LC- alipäästösuotimen kytkentä.

Sen toiminta perustuu siihen, että induktanssi pyrkii estämään suuritaajuisten virtojen läpi pääsyn. Tämä johtuu siitä, että sen impedanssi kasvaa taajuuden kasvaessa. Induktanssin jälkeen oleva lähdön kanssa rinnan kytketty kapasitanssi taas pyrkii ”oikosulkemaan” jäljelle jääneet

korkeat taajuudet, koska sen impedanssi puolestaan laskee taajuuden noustessa. Jyrkkyydel-
tään LC-suodin on toista kertaluokkaa.

LCL-suodin

Hieman edellistä kehittyneempi on LCL-suodin, joka on viime vuosina ollut suosittu tutki-
muskohde tehoelektroniikan saralla (Kuva 5.15). Se on käytännössä kuin LC-suodin, mutta
kuorman kanssa sarjaan on kytketty induktanssi. Tämä induktanssi pienentää vielä kuormalle
meneviä korkeataajuisia virtoja.



Kuva 5.15. LCL- alipäästösuotimen kytkentä

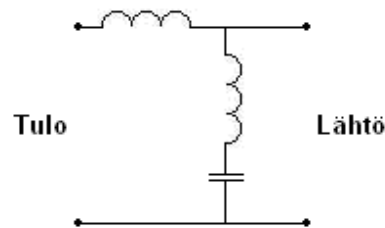
Kytkemällä induktanssi sarjaan lähdön kanssa saadaan suodatusta vielä parannettua. Lähteen
(Nuutinen 2007) mukaan LCL-suodin saadaan suunniteltua pienikokoisemmille komponenteille,
kuin LC-suodin. Lisäksi sen häviöt ovat pienemmät, kun säröraja asetetaan tarpeeksi
alhaiseksi.

Toisaalta komponentteja on enemmän ja suodatuksen matemaattinen mallintaminen saattaa
hankaloitua, koska lähtöjännite ei ole enää kondensaattorin napajännitteen kanssa sama (pel-
toniemi 2009).

Viitteen (Peltoniemi 2006) mukaan LCL-suotimelle ei myöskään ole esitetty valmista suunnit-
telumallia, jolla suodin saataisiin määritettyä suoraan halutunlaisen suotimen komponenttiar-
vot. Tämä johtuu osittain suuresta muuttuvien suunnitteluparametrien joukosta.

L+LC- suodin

Toinen kehittynyt versio LC-suotimesta on L+LC-suodin (hybridisuodin), joka on esitetty kuvassa 5.16. Ideana on, että kelan jälkeen oleva LC-sarjakytkentä muodostaa imupiirin, jonka tarkoitus on poistaa ei-haluttu taajuuskaista (yleensä kytkentätaajuus).



Kuva 5.16. L+LC-suotimen kytkentä.

Yleensä käytäntönä on kytkeä imupiiri verkon puolelle. Kuitenkin viitteen (Peltoniemen 2006) mukaan imupiiri voidaan kytkeä kelan kummalle puolelle vain. Mikäli imupiiri kytketään konvertterin puolelle, mitoitetaan sen resonanssitaajuus samaksi kuin kytkentätaajuus. Jos imupiiri on verkon puolella, on tällöin myös sarjainduktanssi otettava huomioon. Suotimen mitoitus voi näin ollen olla ongelmallista, mikäli verkon sarjainduktanssia ei tiedetä.

L+LC-suotimella on sekä resonanssitaajuus ja antiresonanssitaajuus. Suotimen vaimennus suurilla taajuuksilla on sitä heikompi, mitä suurempi näiden ero on (Peltoniemi 2006). Ongelmia aiheuttaa se, että verkon induktanssi vaikuttaa suotimen resonanssitaajuuteen. Koska verkon induktanssi voi vaihdella suuresti riippuen siihen kytkettävistä laitteista, on L+LC-suotimen tarkka mitoitus tähän käyttöön vaikeaa.

5.2.2 Suodatintyyppin valinta

Tämän suunnitteluprojektin teoreettisesta luonteesta johtuen suodatintyyppi pyrittiin valitsemaan siten, että muuttuvia suunnitteluparametreja ja mallinnettavia komponentteja olisi mahdollisimman vähän, tinkimättä kuitenkaan paljoa hyötysuhteesta. Myös helpolle lähtöjänniteen

ja -virran mallintamiselle asetettiin painoarvoa (Peltoniemi 2009). Täten lähtökohdaksi valitiin LC- suodatintyyppi.

Kun laitetta tulevaisuudessa kehitetään eteenpäin, kannattaa toki myös muiden suodintyyppien käyttöä harkita. Koska suodin on toimintaperiaatteen yksinkertaisuudesta huolimatta varsin vaikea komponentti mallintaa varsinkin häviöiden kannalta (Nuutinen 2007), ei sitä voitu suunnitella optimaaliseksi tässä kehitystyön vaiheessa. Siten pyrittiinkin lähinnä löytämään optimaaliset komponenttiarvot simulointia varten.

5.3 Suotimen suunnittelu

Kuten edellä on todettu, koostuu LC- suodin pelkästä kelasta ja kondensaattorista. Täten voisi äkkiseltään kuvitella suunnittelun ja mitoituksen olevan helppo tehtävä. Käytännössä näin ei kuitenkaan ole, mikä johtuu komponenttien epäideaalisuuksista sekä monista toisiinsa vaikuttavista muuttujista.

Tässä suunniteltavalle suotimelle asetettiin lähtökohdaksi alle 5 % kokonaissärö sekä lähtövirralle että -jännitteelle. Lisäksi huomiota oli tietenkin kiinnitettävä suotimen vähähäviöisyyteen. Etenkin vähäisiin häviöihin pyrkiminen tuo mukanaan haasteita, koska niiden kattava mallintaminen on erittäin vaikeaa (Nuutinen 2007).

Lähteen (Dahono 1995) mukaan suotimessa esiintyvä reaktiivinen teho eli loisteho kannattaa minimoida, koska tämä minimoi häviöt sekä käyttökustannukset (epäsuorasti). Tämä johtuu siitä, että loistehon ollessa suuri, kulkee kelan läpi myös suuri loisvirta. Suuri loisvirta puolestaan johtaa häviöiden kasvuun kelan epäideaalisuuksissa.

Suotimen resonanssitaajuus saadaan yhtälöstä (5.2). Resonanssitaajuutta voidaan pitää myös LC- suotimen rajataajuutena, vaikkakin täydellisessä resonanssissa se ei rajoita läpi kulkevaa signaalia.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5.2)$$

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

Suotimen komponenttien mitoitukselta muodostuu näin ollen kompromissi eri ominaisuuksien kannalta, eikä täydellistä suodinta ole mahdollista toteuttaa. Hakkurivirtalähteiden ollessa nykyään yleisiä, on lähtösuotimien mitoituskin tutkittu laajasti. On myös olemassa useita valmiita laskentatapoja mitoittaa suodin sopivaksi. Nämä ovat tosin useinmiten PWM-inverttereille ja paljon matalammille toimintataajuuksille kehitettyjä, joten niiden soveltuvuus tähän käyttöön on kyseenalaista. Tästä syystä ei seuraavaksi sovellettavaa menetelmää voida pitää varmasti oikeana todellisen suotimen mitoituksessa, mutta siitä saatiin hyvät arvot simuloinnissa käytetylle suotimelle.

Tässä työssä sovellettiin viitteessä (Dahono 1995) esitettyä ja viitteessä (Nuutinen 2007) käytettyä mitoitusmenetelmää. Menetelmällä pystytään mitoittamaan suodinkomponenttien arvot antamalla jokin arvo lähtöjännitteessä esiintyvälle kytkentätaajuiselle säröjännitteelle. Tämän perusteella mitoitetaan suotimen komponenttiarvot siten, että reaktiivinen teho saadaan pieneksi induktanssin pysyessä kohtuullisena. Koska menetelmä on suunniteltu käytettäväksi PWM modulaation suodatukseen, on sen käytössä oletettu, että alle kytkentätaajuisia häiriöitä ei juuri esiinny. Tämän takia on menetelmää sovellettaessa PDM-käyttöön huomioitava, ettei suotimen rajataajuus muodostu liian korkeaksi. Tämä johtaa siihen, että arvot joudutaan iteroimaan halutuiksi usealla laskentakierroksella.

5.3.1 Komponenttiarvojen mitoitus

Mitoitus aloitetaan määrittämällä modulaatioindeksi m , joka saadaan kaavasta (4.3). Tämän jälkeen määritetään suunnitteluparametri K , joka saadaan

$$K = \sqrt{\frac{m^2 - \frac{15}{4}m^4 + \frac{64}{5\pi}m^5 - \frac{5}{4}m^6}{1440}}. \quad (5.3)$$

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

Kun nämä seikat on otettu huomioon, voidaan kelan induktanssi määrittää

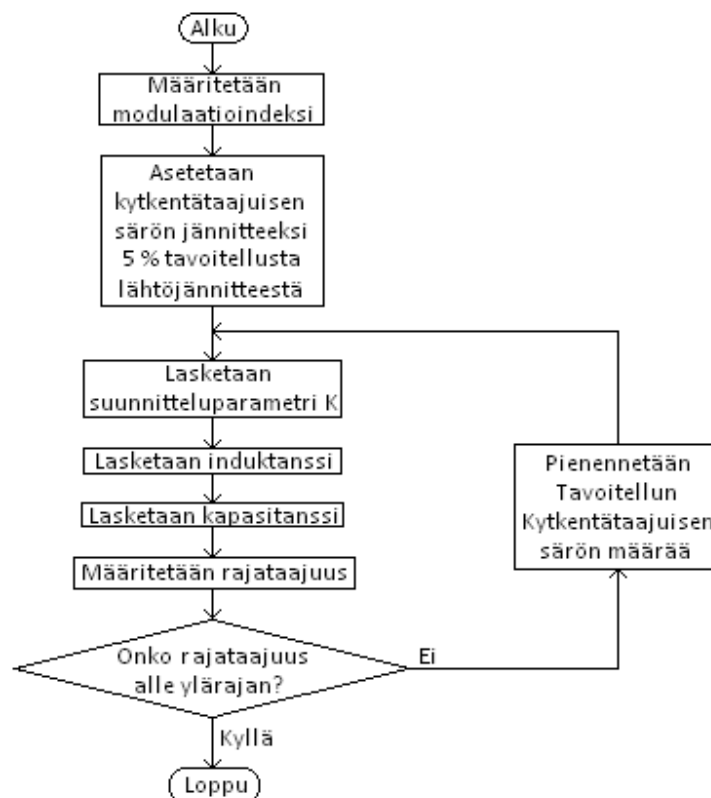
$$L = \frac{u}{If_{\text{sw}}} \sqrt{K \frac{U_{\text{DC}}}{\hat{U}_{\text{RMS}}} \left(1 + 4\pi^2 \left[\frac{f}{f_{\text{sw}}} \right]^2 K \frac{U_{\text{DC}}}{\hat{U}_{\text{RMS}}} \right)}, \quad (5.4)$$

missä u on lähtöjännitteen RMS- arvo, f_{sw} on kytkentätaajuus, f on lähtöjännitteen perustaaajuus, U_{DC} on tasasuunnatun kaksipuoleisen jännitteen huippuarvo ja I on lähtövirta maksimikuormalla. Kun induktanssi on määritetty, voidaan kapasitanssi laskea

$$C = K \frac{U_{DC}}{L * f_{SW}^2 * \hat{U}_{RMS}}. \quad (5.5)$$

Nyt kun induktanssi ja kapasitanssi tiedetään, voidaan niiden perusteella laskea suotimelle rajataajuus kaavalla 5.2.

Kaavasta havaitaan, että kytkentätaajuisen häiriöjännitteen pienentäminen edellyttää rajataajuuden pienentämistä. Täten menetellään siten, että jos rajataajuus laskennan jälkeen ylittää sille asetetun maksimiarvon, pienennetään toivotun kytkentätaajuisen häiriöjännitteen arvoa ja lasketaan suotimen arvot uudestaan. Tätä jatketaan niin monta kertaa, että saadaan rajataajuus halutulle tasolle. Mitoitusprosessia on havainnollistettu kuvassa (5.17).



Kuva 5.17. Suotimen suunnitteluprosessin kulku

Liitteessä II on laskettu suodinkomponenttien arvot tilanteeseen, jossa konvertterin saaman kaksitasoisen vaihtojännitteen puolijakson keskiarvo on $2 \cdot 350 \text{ V}$, lähtöjännite 230 V , lähtöteho 1 kW ja kytkentätaajuus 140 kHz . Arvoiksi on saatu:

$$L = 1,7 \text{ mH}$$

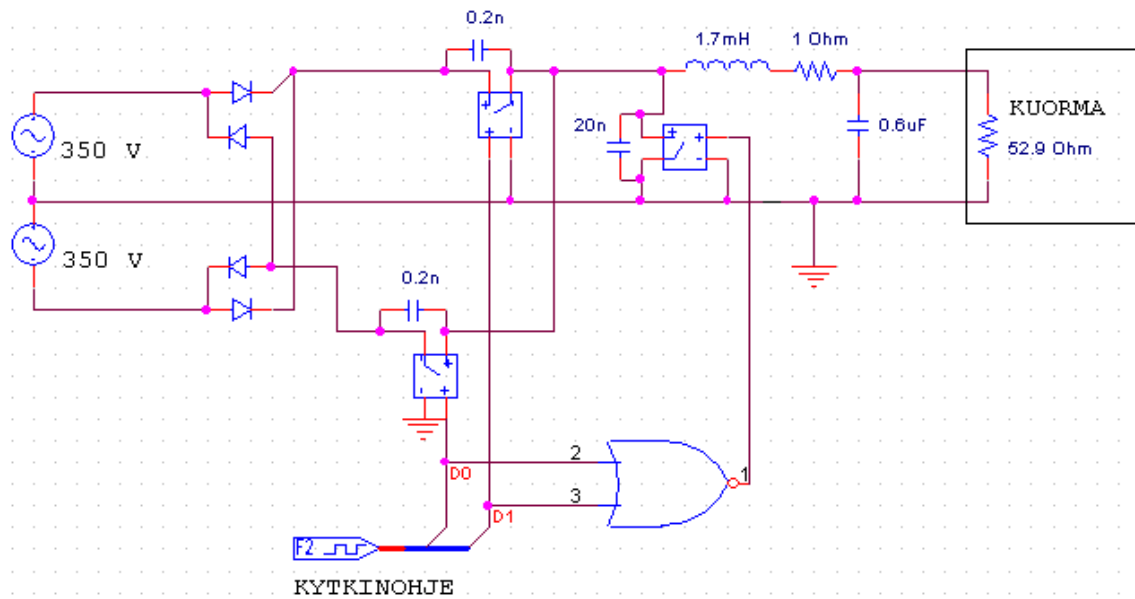
$$C = 0,6 \text{ } \mu\text{F}$$

$$f_r = 4,96 \text{ kHz}$$

$$\hat{U}_{\text{RMS}} = 3,588 \text{ V}$$

5.4 Syklokonvertterin simulointi

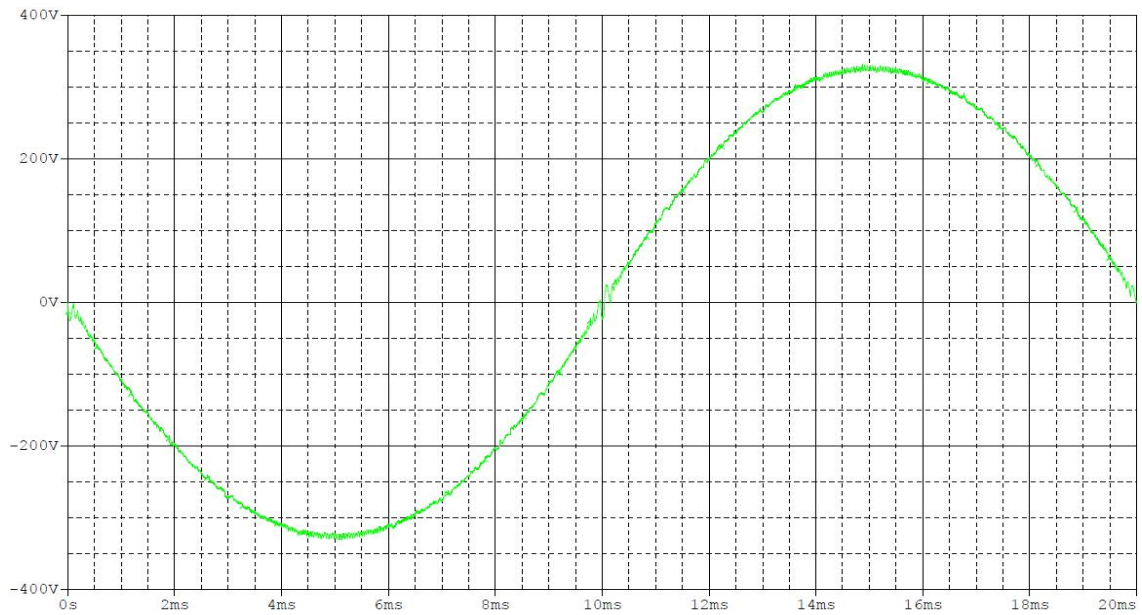
Simulointia varten generoitiin MATLAB- kytkinohjetiedosto, joka sisältää aukioloajat molemmille pääkytkimille. Kytkinohje tehtiin vastaamaan (kohdassa 4.1 esitettyllä tavalla) tilannetta, kun kuorma pysyy vakiona. Myös bipolaariselle ohjaukselle tehtiin vertailun vuoksi oma tiedostonsa. Syklokonvertterin lopullinen kytkentä on esitettyä kuvassa 5.18. Kytkentään on lisätty epäideaalisuuksia, jotka on arvioitu tutkittujen todellisten IGBT:ien datalehtien keskimäärän mukaan. Kytkimille on asetettu $1 \text{ } \Omega$ sisäresistanssi. Resonanssikonvertteri ja muuntaja on korvattu kahdella ideaalisella vaihtojännitelähteellä ($350 \text{ V}_{\text{avg}}$, 140 kHz), jotta nähtäisiin pelkkä syklokonvertterin toiminta ilman muiden osien vaikutusta.



Kuva 5.18. Simuloinnissa käytetty syklokonvertterin kytkentä.

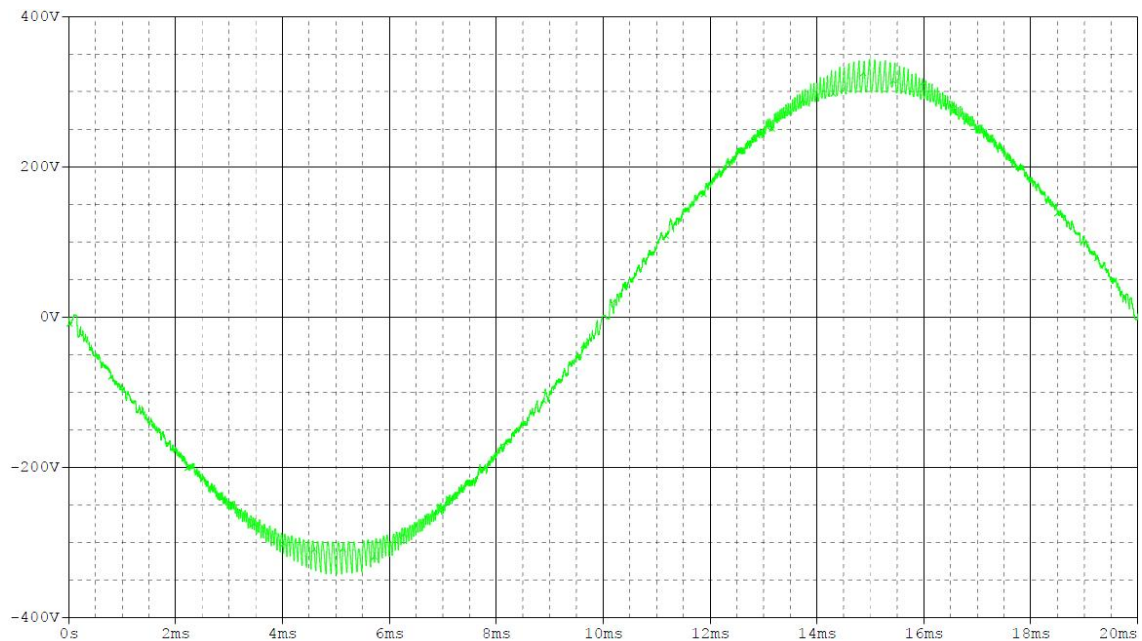
Konvertterin toimintaa simulointiin yhden jakson ajan $52,9 \Omega$ kuormalla, joka vastaa 1 kVA laitteen täyttä tehoa. Kuvassa 5.19 on esitetty kuorman yli oleva jännite.

Simuloinnista havaittiin, että jännitteen nollakohdissa esiintyy jonkin verran häiriötä. Tämän arveltiin johtuvan siitä, että pulssitiheyden ollessa alhainen, alkaa suotimen LC- piiri resonoida. Tätä tukee myös se, että häiriöpiikin taajuus näytti olevan noin 5 kHz, mikä on sama kuin suotimen resonanssitaajuus. Tämä ongelma esiintyy lähinnä sen takia, että pääkytkimiä ohjattiin ennalta määrättyllä, kiinteällä pulssikuviolla. Mikäli kytkimien ohjaus toteutettaisiin aktiivisesti ja perustuen lähtöjännitteeseen, saataisiin tämä ilmiö poistettua. Tällöin säätö pyrkisi poistamaan värähtelyn lisäämällä vastakkaispuoleisia pulsseja lähelle nollakohtia.



Kuva 5.19. Konverterin lähdön simuloitu jännite täydellä kuormalla ja unipolaarisella ohjauksella.

Konverterin toimintaa kokeiltiin myös bipolaarisella ohjauksella, jotta sen vaikutus aaltomuotoon ja säröön havaittaisiin (Kuva 5.20).



Kuva 5.20. Konverterin lähdön simuloitu jännite täydellä kuormalla ja bipolaarisella ohjauksella.

Kuvasta havaitaan lähtöjännitteen olevan voimakkaasti säröytynyttä samalla suotimella, jolla unipolaarisesti ohjattu järjestelmä toimi hyvin. Tästä syystä bipolaarista järjestelmää varten pitäisi kehittää suodin, jonka rajataajuus olisi paljon alhaisempi. Myös kytkentähäviöitä ja kytkinten ohjaushäviöitä muodostuisi reilusti enemmän, koska kytkimien vuoronvaihtoja tehtäisiin todella usein. Bipolaarisella ohjauksella olisi ainoana etuna se, ettei induktiiviselle virralle tarvittaisi oikosulkukytkintä, koska transistoreista toinen on jatkuvasti johtavassa tilassa. Koska hyvä hyötysuhde oli arvokkaimpia suunnittelulähtökohtia, päädyttiin bipolaarinen ohjaus täten hylkäämään.

Koska konvertteria ohjattiin kiinteällä pulssikuviolla, ei sen reagointia kuorman muutoksiin pystytty järkevästi testaamaan. Koska suotimen kela on verraten iso, on säädön kyettävä nopeisiin muutoksiin, jotta laitteen lähdössä ei esiintyisi merkittäviä jännitetransientteja.

Kokeilun vuoksi konvertterin toimintaa simuloitiin vielä kuorman muutostilassa samalla kiinteällä pulssikuviolla (Kuva 5.21).



Kuva 5.21. Säättämättömän lähdön jännite, kun täydestä kuormasta poistetaan 99 % 5 ms kohdalla.

Laitetta kuormitetaan aluksi 1 kW teholla. 5 ms kohdalla kuormasta poistetaan 99 %, eli jäljelle jää 10 W kuorma. Hieman kuorman poiston jälkeen jännite kohoaa melkein 800 V tasolle, ja jäljelle jäävä aaltomuoto on erittäin säröytynyttä. Tämä olisi turmiollista konvertertiin liitettäville laitteille. Tästä voidaan päätellä, että ohjaus kiinteällä pulssikuviolla ei ole käytännössä mahdollinen. Tarvitaan siis älykäs säätö.

5.5 Häviöiden arviointi

Suunniteltu syklokonverterti on yksinkertaisuudestaan huolimatta erittäin vaikea laite mallintaa varsinkin häviöiden kannalta. Ainoat häviöt, jotka voidaan määrittää suhteellisen tarkasti ovat kytkinkomponenttien ja diodien johtavuushäviöt. Näissä syntyvä tehohäviö on suoraan niiden kynnysjännitteiden ja niiden kautta kulkevan virran tulo. Koska virran kulkureitillä on aina yksi diodi ja kytkin sarjassa, olisivat johtavan tilan häviöt tällöin niiden häviöiden summa.

Jos esimerkiksi IGBT:n nielun ja lähteen välinen kynnysjännite on 3 V ja diodin 1,5 V saadaan tällöin kokonaisjännitehäviöksi 3,5 V. kun tämä kerrotaan keskimääräisellä virralla, saadaan johtavuushäviöt. Täydellä kuormalla keskimääräinen virta on noin 4,35 A. Tällöin häviöiksi saadaan $3.5 \text{ V} \cdot 4,35 \text{ A} \approx 19,6 \text{ W}$.

Monimutkaisempaa kokonaishäviöiden laskemisessa tekee kytkentähäviöiden ja suotimen häviöiden arviointi. Koska PDM- moduloinnin soveltamisesta tällaiseen käyttöön ole paljoa ennakkotietoa, ei valmista menetelmää kytkentähäviöiden laskennasta löydetty. Joidenkin lähteiden mukaan kytkentähäviöt ovat tällaisessa tilanteessa minimaaliset tai merkityksettömät (Elbuluk 1996). Toiset taas arvioivat häviöiksi reilusti alle 50 % kovan kytkennän kytkentähäviöistä (Wang 1996). Nämä taas on lähes poikkeuksetta todettu sovelluksissa, joissa käytetyt taajuudet ovat olleet pienempiä. Suodinta taas tarkasteltiin täysin teoreettiselta tasolta, kun

todellisen suotimen häviöt perustuvat pitkälti käytännön toteutukseen. Tämän takia näistä häviöistä ei voida päätellä minkäänlaista tarkkaa arvoa ilman prototyypillä tehtyjä mittauksia.

Jonkinlaiset worst case- arviot voidaan kuitenkin tehdä. Kytkentähäviöt arvioitiin siten, että laskettiin kytkentöjen määrä sekunnissa. Arvoksi saatiin 87444 kpl. sen jälkeen katsottiin erään IGBT:n (IRG4BH20K) datalehdestä kokonaishäviöenergia yhdellä kytkennällä ja millä jännitteen sekä virran arvoilla tämä oli ilmoitettu.

Nämä olivat: 0,89 mJ kytkentää kohden, kun jännite on 960 V ja virta 5A.

Tällöin häviöenergia olisi: $0,89 \text{ mJ} \cdot 87444 \approx 78 \text{ J/s}$

Keskimääräiseksi jännitteeksi kytkentäviiveen aikana arvioitiin alle 50 V ja virraksi 0,5A

Nyt voitiin karkeasti arvioida kytkentähäviöt kertomalla ilmoitettu kytkentähäviö kytkennässä olevien ja datalehdessä ilmoitettujen virtojen ja jännitteiden suhteella:

$$\frac{50V}{960V} \cdot \frac{0,5A}{5A} \cdot 78 \text{ J/s} \approx 0,4 \text{ W.}$$

Myös toisiokytkin aiheuttaa hieman häviöitä, mutta nämä lienevät vielä pienemmät kuin pääkytkimen kytkentähäviöt. Täten voidaan päätellä, että vaikuttavimmat ovat johtavan tilan häviöt. Kokonaishäviöiksi muodostuisi näin ollen noin 15 W - 25 W riippuen etupäässä komponenttien kynnysjännitteistä. Kytkinten ja diodien kynnysjännitteet ovat suhteessa niiden nopeuteen. Täten komponenttivalinnassa on tehtävä kompromissi, joissa pyritään vähentämään kokonaishäviöt valitsemalla kytkimet siten että niiden hitaudesta johtuvat kytkentähäviöt ja kynnysjännitteestä johtuvat johtavantilan häviöt olisivat yhteenlaskettuna mahdollisimman pienet. Hyvällä komponenttivalinnalla päästäisiin todennäköisesti reilusti alle 20 (tai jopa 15) W häviötehon.

Tähän on vielä lisättävä suotimen häviöt, joita ei tässä voitu määrittää suodinsuunnittelun ollessa vain teoreettinen.

5.6 Johtopäätökset

Syklokonvertterin kytkinosa saatiin toimimaan hyvin. Simuloinnit tehtiin käyttämällä pääasiassa ideaalisia komponentteja ja lisäämällä kytkentään epäideaalisuuksia, joiden arvot oli arvioitu todellisten kytkimien datalehtien mukaan. Täten voidaan olettaa, että simuloinnin tulokset ovat suhteellisen lähellä todellista tilannetta.

Koska PDM- moduloidun jännitteen ja virran suodatukseen ei ollut valmiita menetelmiä, tarkasteltiin suodinta lähinnä teoreettisella ja laskennallisella tasolla, sekä soveltaen menetelmää joka on tarkoitettu PWM- moduloidun jännitteen ja virran suodatukseen. Tämän takia on mitoituksen onnistuneisuus kyseenalaista. Koska myös suotimen häviöt ovat kyseenalaiset, saadaan suodin optimoitua kunnolla vasta rakentamalla prototyyppi, jossa komponenttiarvoja voidaan tarvittaessa vaihdella. Suodin saatiin kuitenkin toimimaan hyvin simuloinnissa ja mitoituksesta saadaan myös hyvät lähtöarvot suotimen prototyypin rakentamiseen.

6 TEHOKYTKIMIEN VALINTA

Tehonmuokkauksen tekevät transistorit ovat keskeisessä asemassa koko järjestelmän toiminnan kannalta. Pyrittäessä mahdollisimman korkeaan hyötysuhteeseen korostuu kytkinkomponenttien merkitys entisestään. Tehokytkimien ominaisuuksilla on vaikutusta myös koko järjestelmän topologian valintaan, joten nopea selvitys tämän työn kannalta oleellisista ominaisuuksista on tarpeen. Markkinoilla on lukuisia vaihtoehtoja, jotka kyllä suoriutuvat teknisesti tämän sovelluksen tehtävästä, mutta optimaalisen ratkaisun löytäminen ei ole aivan suoraviivaista. Tässä luvussa käsitellään vaatimuksia, joita asetetaan tämän sovelluksen tehokytkimille resonanssikonvertterissa ennen muuntajaa ja syklokonvertterissa muuntajan jälkeen. Erityistä huomiota kiinnitetään parhaan mahdollisen hyötysuhteen saavuttamiseen, jännitteen kesto- ja kytkentätaajuuteen sekä resonanssikonvertterin toiminnan kannalta oleelliseen kytkimien lähtökapasitanssiin.

6.1 Tehokytkimien vaatimukset

Tekniset vaatimukset asettavat reunaehdot käytettävien transistorien jännite- ja virtakestoisuudelle. Koko järjestelmän tulojännite on $U_{DC} = 750 \text{ V}$ ja näin vaihtosuuntauksen suorittavan resonanssikonvertterin transistorien yli vaikuttaa teoriassa maksimissaan 750 V jännite. Käytännössä voi ilmetä kuitenkin suurempiakin jännitepiikkejä, mikä pitää ottaa huomioon. Tehollinen virta, joka kulkee normaalilla tulojännitteellä ja täydellä kuormituksella kytkimien läpi, on 4 A suuruusluokkaa. Luonnollisesti tiettyä varmuuskerrointa kyseisiin arvoihin on tarpeen käyttää ja verkkoon liitettävälle laitteelle on tietysti myös erikseen määrätty standardeissa erilaisten ylijännitteiden vaadittuja kestävyysvaatimuksia. Nämä koskevat kuitenkin lähinnä laitteen kiinteää eristystä. Toisaalta viitteen (Partanen 2008) mukaan laitteen tulisi kestää jatkuvana bipolaarisen tasasähköjakelujärjestelmän maksimijännite, joka on siis 1500 V. Jos tämä kestävyysvaatimus siirretään suoraan kytkimille, on sillä huomattava vaikutus transistorien valintaan.

Muuntajan jälkeen olevan syklokonvertterin kytkimet joutuvat teknisesti kovemmalle vaaditun jännitekestoisuuden ollessa vähintään 1100 V ja virran n. 5 A täydellä 1 kVA:n kuormituksella. Järjestelmän kytkimien taajuus on tässä vaiheessa mitoitettu 100 kHz:n suuruusluok-

kaan. Näin suuri transistorien kytkentätaajuus rajaa mahdollisia vaihtoehtoja tehokytkimiksi, vaikka kyseessä onkin pehmeä kytkentä. Resonanssikonvertterin toiminnan vuoksi kytkin-komponentin lähtökapasitanssin pitää olla mahdollisimman pieni. Komponentin koko ja hinta ovat luonnollisesti myös tärkeitä tekijöitä, mutta työn rajauksen vuoksi niitä ei tässä tarkastella kovin syvällisesti. Kytkimille asetettujen vaatimusten takia kyseeseen tulevat lähinnä IGBT:t tai tehoMOSFET:t. Seuraavassa tarkastellaan lyhyesti molempien ominaisuuksia siltä osin, kuin se on kytkimien valinnan kannalta tarpeellista.

6.2 TehoMOSFET

MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) on kanavatransistori, jossa varauksen kuljettajien määrää ohjataan metallioksidipiikondensaattorilla. Enemmistövarauksen kuljettajalaitteena MOSFET on hyvin nopea, joten sillä päästään helposti suuriin kytkentätaajuuksiin ja vähäisiin kytkentähäviöihin. Toisaalta johtavuustilan häviöt ovat pääsääntöisesti suuremmat kuin IGBT:llä. Johtavuustilassa MOSFET:n kanava käyttäytyy häviöiden kannalta oleellisesti resistanssin tavoin, jolloin johtamishäviöt P_{ON} saadaan yksinkertaisesti yhtälön

$$P_{ON} = I^2 R_{DS(on)} \frac{t_{on}}{T_s} \quad (6.1)$$

avulla, missä I on transistorin läpi kulkeva virta, $R_{DS(on)}$ nielun ja lähteen välinen johtavuustilan resistanssi, t_{on} aika, jonka transistori johtaa ja T_s kytkentäjaksen pituus.

Tässä sovelluksessa käytetyllä pehmeällä kytkennällä johtamishäviöt muodostavat merkittävän osan transistorin häviöistä. MOSFET:n nielun ja lähteen välinen johtavuustilan resistanssi $R_{DS(on)}$ kasvaa voimakkaasti jännitekestoisuuden kasvaessa (Mohan 2003). Riippuvuuden eksponentti on kokeellisten mittausten perusteella suurempi kuin 2.5. Muun muassa tämän takia yli 1000 V jännitettä kestäviä tehoMOSFET:jä ei ole juurikaan saatavilla tai niiden $R_{DS(on)}$ on kymmeniä ohmeja, minkä vuoksi niitä ei kannata käyttää. Ainakin yksi valmistaja kuitenkin tarjoaa 1200 V kytkimiä hämmästyttävän alhaisella $R_{DS(on)}$ arvolla 0.29 Ω ja siitä ylöspäin (Microsemi 2009a). 900 V luokassa tavallisia komponentteja sen sijaan on runsaasti tarjolla ja näillä $R_{DS(on)}$ on yleensä välillä 0.5 Ω - 3 Ω .

Tavallisen tehoMOSFET:n kytkentäominaisuudet ovat hyvät, mutta johtamishäviöt voivat muodostua ongelmaksi. Tähän on ratkaisuna CoolMOS-transistori, joka on sähköisiltä ominaisuuksiltaan paremmaksi modifioitu tehoMOSFET. Suurilla jännitteillä CoolMOS:n johtavuustilan resistanssi voi olla vain viidesosa vastaavan tavallisen tehoMOSFET:n $R_{DS(on)}$:sta. CoolMOS:n haittapuolena on sen nielu-lähdekapasitanssin suuri riippuvuus jännitteestä, mikä vaikuttaa pienillä jännitteillä sammutusominaisuuksiin (Pyrhönen 2000). Eri valmistajien komponentteja vertailemalla selviää, että nykyisin on saatavissa CoolMOS:ja 900 V luokassa, joille $R_{DS(on)} = 120 \text{ m}\Omega$ (Infineon 2009, Microsemi 2009b). Tavallisen tehoMOSFET:n johtavuustilan häviöt jäävät näin sen verran suuriksi, ettei sen käyttöä verrattuna CoolMOS:iin tai muihin erikoisMOSFET:hin voi 900 V jänniteluokassa perustella muulla kuin hinnalla. Virrankestote ei ole normaalissa kuormituksessa ongelma CoolMOS:illa eikä myöskään tavallisella tehoMOSFET:illa.

6.3 IGBT

IGBT:stä (Insulated Gate Bipolar Transistor) on tullut tehoelektroniikan standardikomponentti ja monessa sovelluksessa sen ominaisuudet ovatkin ylivoimaiset muihin vaihtoehtoihin nähden. IGBT yrittää yhdistää bipolaaritransistorin ja MOSFET:n parhaat ominaisuudet ja voidaan sanoa, että IGBT toimii MOSFET-ohjattuna bipolaaritransistorina. Johtamismodulaatio pienentää johtavuustilan häviöitä oleellisesti, joten IGBT:n johtamishäviöt ovat yleensä pienemmät kuin enemmistövarauksenkuljettajalaitteissa. Johtavuustilassa IGBT:n yli vaikuttaa kollektorin ja emitterin välinen jännitehäviö $U_{CE(on)}$, joka riippuu jonkin verran transistorin läpi kulkevan virran suuruudesta, mutta käyttäytyy varsinkin pienillä virroilla diodimaisesti, mikä tarkoittaa, että $U_{CE(on)}$ on likimain vakio ja minimissään tietyn sisäisestä diodista johtuvan kynnysjännitteen suuruinen (Dodge 2002). Tämä käyttäytyminen eroaa ohmin lain mukaisesti käytöksestä, jota MOSFET:n johtavuustilan jännitehäviö noudattaa. IGBT:n johtamishäviöt P_{ON} saadaan yhtälöllä

$$P_{ON} = U_{CE(on)} I \frac{t_{on}}{T_s} , \quad (6.2)$$

missä I on transistorin läpi kulkeva virta, t_{on} aika, jonka transistori johtaa ja T_s kytkentäjakson pituus. Nopean 1200 V IGBT:n $U_{CE(on)}$ voi olla jonkin verran alle 2 V. IGBT:n $U_{CE(on)}$ kasvaa sitä suuremmaksi mitä nopeampi kytkimen pitää olla, joten erittäin nopeiden komponenttien kollektori-emitterijännite jää johtavuustilassa huomattavasti yli 3 V:n. Toisin kuin tehoMOSFET:ssä ovat IGBT:n kytkentähäviöt helposti merkittäviä. Tätä korostaa IGBT:n sammuttamisessa ilmenevä virran häntä, joka lisää häviöitä huomattavasti. Virran häntä aiheutuu tilanteesta, jossa ylimääräiset vähemmistövarauksenkuljettajat n^- -alueelta poistuvat ainoastaan sisäisen rekombinaation kautta ja transistori ei sammu täysin ennen kuin varauksenkuljettajat ovat poistuneet. Rekombinaatioprosessia voidaan nopeuttaa, mutta tämä lisää johtamishäviöitä edellä todetun ja yhtälön (6.2) mukaisesti. Katkaisuoimaisuuksien ja johtamishäviöiden välillä on tehtävä kompromissi ja tutkittava sovelluskohtaisesti optimaalinen ratkaisu. Myöhemmissä simulointituloksissa jää nähtäväksi hännän vaikutus tarkkaa ajoitusta vaativaan pulssintiheysmodulaatioon. Tarvittaessa nykyiset IGBT:t kykenevät suuriinkin kytkentätaajuuksiin ja jännite- ja virtakestoisuus on helposti enemmän kuin riittävä tähän sovellukseen. (Mohan 2003)

6.4 SiC tehoMOSFET

Edellä olevien vaihtoehtojen ollessa realistisia tällä hetkellä on kuitenkin hyvä tehdä lyhyt katsaus tulevaan. Piikarbididi (SiC) on osoittautunut ominaisuuksiltaan ylivoimaiseksi puolijohdemateriaaliksi verrattuna tavalliseen piihin (Zyk 2008). SiC shottky-diodeja on ollut kaupallisesti saatavilla vuodesta 2001 ja eräät valmistajat ovat tuoneet markkinoille jo kolmannen sukupolven komponentteja (Infineon 2009). Diodien suorituskyky on osoittautunut erinomaiseksi ja SiC transistorilta odotetaan paljon. MOSFET:n tekeminen piikarbidista ei ole kuitenkaan vielä kaupalliseen tuotantoon onnistunut. Eräs valmistaja vakuuttaa kuitenkin (Davis 2008) olevansa lähellä ratkaisua ja näin ensimmäiset SiC tehoMOSFET:t saataisiin markkinoille jo lähivuosina. Jo testatuilla prototyyppikomponenteilla saavutettiin eräässä testissä 54 % pienemmät kokonaishäviöt verrattuna vastaaviin IGBT-moduuleihin (CREE 2009). Toisessa testissä saatiin yli puolet pienemmät kytkentähäviöt ja myös vähäisemmät johtavuushäviöt (O'Neill 2008). Tässä ei enempää spekuloida kyseisten komponenttien suorituskyvyllä, mutta

on paikallaan todeta, että SiC tehoMOSFET:lle ennakoitujen ja mitattujen ominaisuuksien perusteella kyseessä olisi melko ideaalinen komponentti esimerkiksi tämän työn kaltaisiin sovelluksiin.

6.5 Ominaisuuksien vertailu

Koska molemmat tehoMOSFET ja IGBT ovat mahdollisia vaihtoehtoja, on paremman valinnan löytämiseksi seuraavana vertailtu tarkemmin näiden komponenttien tämän työn kannalta oleellisia ominaisuuksia.

6.5.1 KytKentätaajuus

IGBT:n kytKentätaajuudet ovat kasvaneet koko ajan komponenttien kehittyessä ja nykyisin ollaan jo alueella, joka ennen oli selvästi MOSFET:n hallinnassa. Luonnollisesti tehoMOSFET:lla päästään kuitenkin vielä huomattavasti korkeampiin taajuuksiin kuin IGBT:llä ja satojen kilohertsien alue on edelleen myös pehmeässä kytkennässä IGBT:lle varsin korkea, vaikkakaan ei mahdoton. Taulukossa 6.1 on koottu erään puolijohdevalmistajan näkemys nykyisten peruskomponenttien suorituskyvystä.

Taulukko 6.1. MaksimikytKentätaajuuksien arvoja normaaleille IGBT ja tehoMOSFET komponenteille optimaalisessa tilanteessa. KytKentätaajuudet ovat jaoteltu kytKentätävän, kytKintyytin sekä jännitealueen mukaan suuntaantaviin arvoihin, eivätkä edusta markkinoitten parasta suorituskykyä. (Semikron 2009)

KytKentätapa	KytKin	Jännite	Suurin kytKentätaajuus
Kova kytKentä	tehoMOSFET	Matala jännite	250 kHz
		Korkea jännite	100 kHz
	IGBT	600 V	30 kHz
		1200 V	20 kHz
		1700 V	10 kHz
		3300 V	3kHz
Pehmeä kytKentä	tehoMOSFET	Matala jännite	500 kHz
		Korkea jännite	250 kHz
	IGBT	---	150 kHz

Taulukon 6.1 perusteella ja eri valmistajien datalehdissä tuotteilleen ilmoittamien arvojen mukaan tämän työn vaatima 100 - 150 kHz onnistuu odotetusti tehoMOSFET:lta helposti ja IGBT:kin siitä suoriutuu. Huomion arvoista on, että erikseen korkealle kytkentätaajuudelle optimoidut komponentit pääsevät suurempiin arvoihin kuin taulukossa 6.1 mainitut luvut, joten sen suhteen myös IGBT:llä on liikkumavaraa kytkentätaajuuden suhteen.

Tehokytkimien kytkentätaajuutta rajoittavat lämmöksi muuttuva häviöteho ja joskus komponentin sytytys- tai sammutusviive sekä pulssin nousu- ja laskuaika (Semikron 2009). Pehmeä kytkentä vähentää merkittävästi kytkentähäviöitä ja mahdollistaa näin suuremman kytkentätaajuuden. Tosin laitteen 1 kVA:n teho on sen verran pieni, että häviösimulaattorilla (Semisel 2009) tehtyjen simulointien perusteella kovakin kytkentä olisi periaatteessa kytkimien lämpenemisen puolesta mahdollinen. Lämpeneminen on kuitenkin siinä mielessä huono mittari, että se on aina suhteessa jäähtymykseen, josta voidaan tässä vaiheessa esittää ainoastaan arvauksia.

6.5.2 Jännitekestoisuus

IGBT:n jännitekestoisuudet yltyvät pikaisen tarkastelun perusteella ainakin 6500 V:iin ja tältä osin raja ei tule lähellekään vastaan. TehoMOSFET:lla sen sijaan jännitekestoisuus voi aiheuttaa ongelmia, sillä tavallisia komponentteja ei saa yli 1200 V luokassa ja häviöiden kannalta parempia CoolMOS:ja on tarjolla korkeintaan 900 V jännitekestoisuudella. Teknisesti ottaen 900 V riittää ennen muuntajaa, vaikka marginaali jääkin vähän turhan pieneksi, mutta mahdollisesti luvun alussa perusteltu 1500 V jatkuva jännitekestoisuus joudutaan täyttämään, jolloin tehoMOSFET ei ole käytettävissä oleva vaihtoehto ennen muuntajaa, jos koko ylijännite jätetään kytkimien kestäväksi. Yli 1500 V jännitettä kestäviä transistoreja, jotka olisivat varmasti riittävän nopeita, ei tosin ole liikaa tarjolla, sillä usein suurille kytkentätaajuuksille optimoidut kytkimet ovat alempien jänniteluokkien komponentteja ja ei ole tässä vaiheessa vielä täysin selvää miten normaali 1700 V IGBT suoriutuu tehtävästä. Häviösimulaattorin (Semisel 2009) mukaan komponentin liiallinen lämpeneminen ei kuitenkaan ole ongelma luonnollisella ilmajäähdytyksellä, jos simuloinnissa käytetyt jäähdytyksen parametrit vastaavat edes lähelle

todellisuutta. Tästä huolimatta olisi toivottavaa, että lopullinen kytkimiltä vaadittu jännitekestoisuus jäisi alle 900 V:n tai ainakin alle 1200 V:n. Muuntajan jälkeisessä syklokonvertterissa ei ole mitään standardeista johtuvaa pakotetta käyttää tiettyä jännitekestävyyttä, vaan vaatimukset tulevat puhtaasti laitteen toiminnasta. Tämän vuoksi riittää, kunhan 1100 V raja ylittyy riittävällä marginaalilla. TehoMOSFET:n tarjoama 1200 V ei siis välttämättä ole tässäkään tapauksessa tarpeeksi suuri ja näin IGBT olisi ainoa vaihtoehto, mutta tässä vaiheessa suunnittelua ei kannata vielä tehdä ehdottomia rajauksia tilanteissa, joissa se ei ole pakollista. Molemmat vaihtoehdot pidetään siis vertailussa mukana.

6.5.3 Häviöt

TehoMOSFET:n heikkoutena pidetään niiden korkeita johtamishäviöitä, mutta pienillä virroilla, kuten tämän työn resonanssikonvertterin normaali kuormitusvirta $I_o = 3.8$ A, jäävät johtamishäviötkin melko pieniksi. Jos käytetään tämän hetken pienintä 900 V CoolMOS:n $R_{DS(on)} = 120$ m Ω arvoa ja arvioidaan, että kytkin johtaa puolet jaksonajasta, niin saadaan yhtälöllä (2.1) parhaassa tapauksessa johtamishäviöille arvo $P_{ONfet} = 0.87$ W. Koska $R_{DS(on)}$ kasvaa lämpötilan kasvaessa, ovat häviöt suuremmat toimintalämpötilassa, mutta kuitenkin alle kaksinkertaiset. Kytkentähäviöiden arviointi pehmeässä kytkennässä on haasteellista ja riippuu muun muassa paljon siitä, miten lähellä jännitteen nollassa kytkentähetki tapahtuu ja mikä on virran suuruus sillä hetkellä. Tässä ei edes yritetä arvailla lopullista kytkentähäviöiden suuruutta pehmeässä kytkennässä, vaan voidaan todeta, että ne ovat huomattavasti pienemmät kuin kovassa kytkennässä. IGBT:n sammutuksessa ilmenevä virran häntä tosin lisää häviöitä myös pehmeässä kytkennässä verrattuna tehoMOSFET:iin, joka sammuu nopeasti. Kovan kytkennän arvoja voidaan oletettavasti kuitenkin käyttää suuntaa antavina vertailulukuina. Lasketaan kytkentähäviöiden P_S suuruus kovassa kytkennässä, jolloin niiden arviointiin voidaan käyttää yhtälöä (Mohan 2003)

$$P_s = \frac{1}{2} U_T I_T (t_r + t_f) f_s, \quad (6.3)$$

jossa U_T on kytkettävä jännite, I_T transistorin läpi menevä virta, t_r virran nousuaika ja t_f virran laskuaika. Tällä yhtälöllä saadaan esimerkin CoolMOS:ille arvo $P_{Sfet1} = 4.49$ W, kun virta $I_T = 3.8$ A on sama kuin edellä ja $U_T = 375$ V. Induktiiviselle kuormalle mitattujen kytkentähäviöi-

den datalehtiarvojen perusteella laskemalla saadaan samalle kytkimelle $P_{Sfet2} = 20.78$ W, joka on melkein viisinkertainen kaavan (6.3) tulokseen nähden. Arvojen ilmeisen suuren eron takia niistä ei kannata vetää liikaa johtopäätöksiä.

Edellä esitellylle 1200 V tehoMOSFET:ille, jonka $R_{DS(on)} = 290$ m Ω , saadaan vastaavasti häviöiksi $P_{ONfet} = 2.09$ W ja $P_{Sfet2} = 14.96$ W. IGBT:n häviöiden arviointiin voitaisiin käyttää yhtälöitä (6.2) ja (6.3), mutta tarkempaan tulokseen päästään käyttämällä esimerkiksi Semikronin SemiSel häviösimulaattoria (Semisel 2009), jota on käytetty myös viitteessä (Nuutinen 2007). Simuloitiin kyseisen valmistajan fast-luokan 1200 V IGBT-moduulia, jonka nimellisvirta on 50 A. Käytettiin kytkentätaajuutena $f_s = 140$ kHz ja vaihtosuuntaajatopologiana kokosiltainvertteriä, jonka parametrit pyrittiin valitsemaan mahdollisimman paljon tehoMOSFET:lle suoritettuja laskuja vastaavaksi. Tulokseksi yhtä transistoria kohti saadaan, että johtamishäviöt ovat $P_{ONigt1} = 1.62$ W ja kytkentähäviöt $P_{Sigbt1} = 23$ W. Saman jännitekestoisuuden ultrafast-mallille saatiin arvot $P_{ONigt2} = 3.37$ W ja $P_{Sigbt2} = 20$ W. Edellä olevat laskelmat on tehty puhtaasti vertailutarkoitukseen, eivätkä siis esitä tässä työssä suunniteltavan laitteen häviöitä, vaikka laskennan parametrit onkin pyritty valitsemaan mahdollisimman hyvin todellisuutta vastaaviksi. Sen verran kytkentähäviöistä kuitenkin voidaan sanoa, että ne ovat käytetyllä kytkentätaajuudella $f_s = 140$ kHz niin suuret, ettei kova kytkentä häviöiden suuruuden puolesta ole näin suurella taajuudella mahdollista, jos asetettu hyötysuhdevaatimus halutaan täyttää.

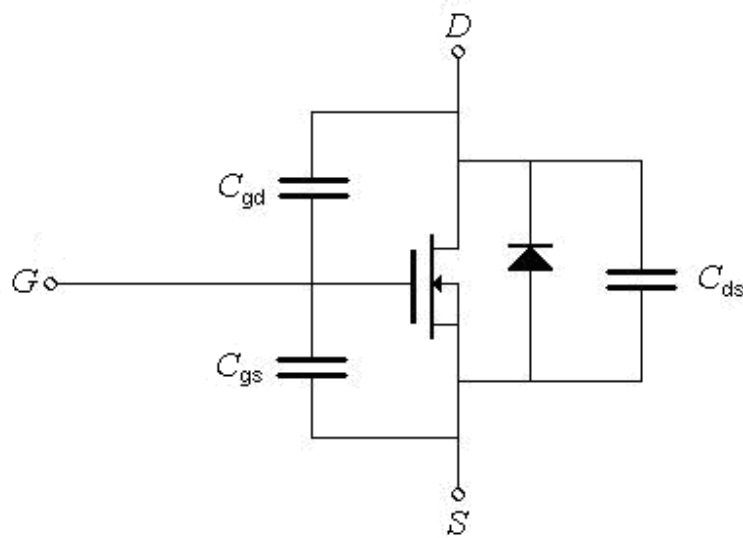
Jos tarkastellaan pelkästään johtamishäviöitä, nähdään, että optimaalinen CoolMOS-tyyppinen 900 V tehoMOSFET ja nimellisvirraltaan huomattavan ylimitoitettu 1200 V IGBT ovat melko tasaväkisiä. Fast- ja ultrafast-mallin IGBT:iden välillä on odotetusti ero hitaamman mallin hyväksi, mutta kun kytkentähäviöt otetaan huomioon, jäävät kokonaishäviöt nopeamassa kytkimessä pienemmäksi. Johtamishäviöiden puolesta asettuu laskennassa käytetty 1200 V tehoMOSFET kahden IGBT:n väliin, mikä vahvistaa sen epäilyn, että enemmistövarauksen kuljettajalaittekin voi pärjätä johtamishäviöiden osalta, kunhan käsiteltävä teho on tarpeeksi pieni. TehoMOSFET:ille saadut kytkentähäviöiden arvot ovat kyllä epäluotettavia, mutta toisaalta ei ole mitään syytä epäillä, ettei tehoMOSFET:lla olisi todellisuudessaakin tämän vertailun pienimmät kytkentähäviöt.

Luonnollisesti kyse ei ole pelkästään siitä, että onko IGBT vai MOSFET parempi valinta häviöiden kannalta, vaan eroja on tietenkin myös eri IGBT:iden ja MOSFET:ien välillä. Riittävän pienitehoisiin sovelluksiin optimoitu IGBT olisi oletettavasti parempi vaihtoehto kuin tässä esimerkkinä käytetyt turhan järeät komponentit. Tämäkään ei toisin ole aivan ilmiselvää, sillä viitteessä (Nuutinen 2007) tehdyn simuloinnin perusteella erään IGBT-moduuleista koottun kokosiltainvertterin hyötysuhde on sitä parempi, mitä pienempiä tehoja sillä käsitellään. Tämä viittaisi siihen, että kytkimen tehonkäsittelykyvyn vajaakäyttö voisi olla edullista. Komponentin nimellisvirran vaikutusta häviöihin tutkittiin häviösimulaattorilla kahden IGBT-mallisarjan avulla. Ensimmäisessä tapauksessa seitsemän IGBT-moduulin nimellisteho vaihteli 50 ampeerista 400 ampeeriin, jolloin kytkentähäviöiden hajonta oli 2.95 W ja johtamishäviöiden muutokset alle 0.2 W. Toisessa tapauksessa transistorin kytkentähäviöt pienenevät maksimissaan 6 W nimellisvirran kasvaessa 100 A:sta 400 A:iin. Simuloinnin asetukset olivat samat kuin aikaisemmin.

Häviöiden kannalta katsottuna nimellisvirraltaan hieman ylijäreän komponentin käyttö ei siis välttämättä ole ongelma, vaan päinvastoin sillä voitaisiin saavuttaa pienemmät häviöt. Erot eivät kuitenkaan ole niin merkittäviä, että ne ohittaisivat suuremman hinnan ja komponentin koon. Simuloinneissa IGBT:n jännitekestoisuuden kasvattamisen havaittiin suurentavan häviöitä. Tämä on merkittävä haitta sen lisäksi, että kasvava jännitekestoisuuden vaatimus muutenkin rajaa pois pienempihäviöisiä vaihtoehtoja kuten CoolMOS:t ja vaikuttaa tietenkin komponentin hintaan. Jännitekestoisuus onkin parametri, jota ei pitäisi missään nimessä ylittää liikaa.

6.5.4 Kytkimen lähtökapasitanssi

TehoMOSFET:n rakenne aiheuttaa transistoriin loiskapansseja, jotka pääosin selittävät sen kytkentäkäyttäytymisen, sillä näiden kapasitanssien sisältämät varaukset pitää purkaa ja varata jokaisella kytkentäsyklillä (Erickson 1997). Kuvassa 6.1 nähdään tehoMOSFET:n merkittävimmät loiskapanssit, jotka muodostavat mm. tässä työssä tärkeän kytkimen lähtökapasitanssin.



Kuva 6.1. TehoMOSFET:n ekvivalentti piiri, jossa on huomioitu efektiiviset loiskapasitanssit sekä sisäinen vastarinnan oleva diodi (reverse body diode) (Erickson 1997).

Kuvan 6.1 piiri sopii tehoMOSFET:n kytkennän analysointiin, mutta komponenttien datalehdissä ei kuitenkaan suoraan ilmoiteta juuri näitä kyseisiä kapasitanssien arvoja. Datalehdistä löytyy sen sijaan tulokapasitanssi C_{iss} , lähtökapasitanssi C_{oss} ja ns. miller kapasitanssi C_{rss} , jotka saadaan kuvan 6.1 sisäisistä kapasitansseista yhtälöillä (Rashid 2007)

$$C_{iss} = C_{gs} + C_{gd} \quad (6.4)$$

$$C_{oss} = C_{ds} + C_{gd} \quad (6.5)$$

$$C_{rss} = C_{gd}, \quad (6.6)$$

joissa kuvan 6.1 merkinnöin C_{gs} on hila-lähdekapasitanssi, C_{gd} hila-nielukapasitanssi ja C_{ds} nielu-lähdekapasitanssi. Koska lähtökapasitanssi C_{oss} , muodostaa kokonaan tai ainakin osan resonanssikonvertterin resonanssipiirin kapasitanssista, keskitytään jatkossa ainoastaan tähän parametriin. Tarkalleen ottaen C_{oss} on nielun ja lähteen välinen kapasitanssi, kun hila ja lähde ovat keskenään oikosuljettu (Rashid 2007). Huomionarvoista on, että usein datalehdissä ilmoitetaan lähtökapasitanssille 25 V nielu-lähdejännitteellä mitattu arvo, joka on siis virallinen C_{oss} , sekä erikseen efektiivinen arvo. Kaiken lisäksi jotkut valmistajat ilmoittavat vieläpä kaksi efektiivistä arvoa, joista toinen on energiaan perustuva ja toinen aikaan (Infineon 2009, Microsemi 2009). Lähtökapasitanssi on nielu-lähdejännitteen epälineaarinen funktio, joten yhdes-

sä tietyssä pisteessä mitatun C_{oss} arvon käytössä pitää noudattaa tarkkuutta. Datalehdessä ilmoitettua C_{oss} arvoa tulisikin käyttää ainoastaan lähtökapasitanssin varaamisen ja purkamisen aiheuttamien häviöiden laskentaan ja efektiivistä arvoa puolestaan resonanssiin liittyviin laskuihin (IR 2009).

Vastaavasti kuin tehoMOSFET:lle myös IGBT:lle ilmoitetaan datalehdissä lähtökapasitanssi. Yksikään tutkituista valmistajista ei tosin ilmoittanut sen efektiivistä arvoa. Sisäinen rakenne ja lähtökapasitanssin C_{oes} tarkka muodostuminen eroaa MOSFET:sta, mutta se voidaan kuitenkin määritellä täysin analogisesti yhtälöllä

$$C_{oes} = C_{ce} + C_{gc}, \quad (6.7)$$

jossa nyt IGBT:n merkinnöin C_{ce} on kollektori-emitterikapasitanssi ja C_{gc} hila-kollektorikapasitanssi, eli lähtökapasitanssi on emitterin ja kollektorin välinen kapasitanssi, kun hila ja emitteri ovat oikosuljettu. Komponentit ovat siis lähtökapasitanssin osalta vertailukelpoisia.

Taulukoon 6.2 on kerätty muun muassa tässä luvussa esimerkkinä käytettyjen komponenttien lähtökapasitanssin arvoja. Vertailu on erittäin suppea, mutta sen tarkoitus onkin vain saada käsitys lähtökapasitanssin suuruusluokasta niillä kytkimillä, joita voisi olla muiden ominaisuuksien puolesta mahdollista käyttää.

Taulukko 6.2. Eräiden tehotransistoreiden lähtökapasitanssin C_{oss}/C_{oes} datalehdistä poimittuja arvoja. Efektiivisissä arvoissa on eroteltu energiaan perustuva (en) ja aikaan perustuva (t) arvo.

Valmistaja	Malli	Tyyppi	Jännitekesto [V]	C_{oss}/C_{oes} [pF]	C_{oss}/C_{oes} efektiivinen [pF]
Microsemi	APT36N90BC3G	MOSFET	900	6827	---
Microsemi	APT34M120J	MOSFET	1200	1340	265 (en)/ 520 (t)
Semikron	SKM50GB12T4	IGBT	1200	200	---
Semikron	SKM100GB125DN	IGBT	1200	720	---
Semikron	SKM75GB176D	IGBT	1700	180	---
Infineon	IPW90R120C3	MOSFET	900	330	200(en)/790(t)

Microsemi	APT25GT120BRDL	IGBT	1200	170	---
Infineon	IGP03N120H2	IGBT	1200	24	---
Infineon	SGP15N120	IGBT	1200	100	---

Kuten taulukon 6.2 tiedoista hyvin käy ilmi on lähtökapasitanssin arvoissa suuria eroja, eikä niissä ole selvää johdonmukaisuutta. Esimerkiksi Microsemin ja Infineonin 900 V tehoMOSFET:n lähtökapasitanssin ero on yli 6 nF, vaikka molemmilla on sama kotelo, $R_{DS(on)} = 120$ m Ω arvo ja molemmat ovat CoolMOS-tyyppisiä. Tällaisissa tilanteissa, kun muut suunnittelun kannalta oleelliset parametrit ovat identtisiä, olisi mahdollista valita se kytkin, jonka C_{oss} sopii paremmin. Ei kuitenkaan näytä siltä, että tämä olisi kovin yleistä ja kompromisseja joudutaan varmasti tekemään.

Kuitenkin ainakin Semikronin IGBT:illä on se ominaisuus, että lähtökapasitanssin suuruus kasvaa komponentin nimellisvirran kasvaessa. Tämä ei aiheuta ongelmia, sillä lähtökapasitanssin pitää olla mieluiten pieni. Puolestaan Infineonin 900 V ja Microsemin 1200 V tehoMOSFET:illa $R_{DS(on)}$ arvon kasvaessa lähtökapasitanssi pienenee. Tässä tapauksessa liian suuri lähtökapasitanssi voitaisiin korjata suurempihäviöisellä komponentilla. Kaiken kaikkiaan kyseessä on vaativa optimointitehtävä. Ei ole selvää, miten paljon häviöitä ja muita ongelmia liian suuri lähtökapasitanssi aiheuttaa. Lopulta on kyse siitä, että onko muuten optimaalinen kytkin, jonka lähtökapasitanssi on hieman suuri, parempi valinta kuin huonompi kytkin, jolla on riittävän pieni lähtökapasitanssi. Tehokytkimiä ei kuitenkaan pystytä valitsemaan täysin lähtökapasitanssin ehdoilla, joten vaihtoehtoa, jossa kaikki halutut ominaisuudet olisivat optimaalisia, ei välttämättä ole olemassa.

6.6 Johtopäätökset

Yhteenvetona voidaan todeta, että selkeää paremmuusjärjestystä ei tämän selvityksen pohjalta voi antaa. Nykyisten CoolMOS-transistorien johtavuustilan resistanssi on niin pieni, että pienivirtaisissa sovelluksissa päästään pienempiin johtamishäviöihin kuin IGBT:llä. Toisaalta IGBT:llä päästään varsinkin pehmeässä kytkennässä helposti yli 100 kHz kytkentätaajuuteen. Tehokytkimien perinteiset roolit ovat näiltä osin muuttumassa. IGBT:n jännite- ja virtakestoi-

suus sekä tehonkäsittelykyky ovat yhä ylivoimaisia, mutta tämän työn sovellus on teholtaan ja virraltaan varsin pieni, joten myös tehoMOSFET suoriutuu tehtävästä. Ainoastaan jännitekestoisuus jättää toivomisen varaa.

900 V CoolMOS ja nopea 1200 V IGBT ovat johtamishäviöitten puolesta melko lähellä toisiinsa, mutta CoolMOS on kuitenkin parempi. Jos joudutaan käyttämään nopeampaa IGBT:tä, kasvaa ero entisestään. Kytkeäähäviöiden tarkka vertailu osoittautui mahdottomaksi, mutta teoriassa CoolMOS:n pitäisi olla tässäkin parempi valinta. 900 V jänniteluokassa CoolMOS on pienihäviöisin komponentti tähän sovellukseen. Näitä on tarjolla kahdella eri valmistajalla (Infineon, Microsemi) samalla markkinoitten pienimmällä $R_{DS(on)}$ arvolla, joten C_{oss} arvoissa on myös vaihtoehto. On tosin huomioitava, että 900 V jännitekestoisuus, jota CoolMOS:t tällä hetkellä tarjoavat, ei todennäköisesti ole varmuusmarginaaliltaan riittävä tähän sovellukseen, vaikka se teknisesti kelpaakin resonanssikonvertteriin. Tämä rajoitus voi aiheuttaa sen, että IGBT tai 1200 V tehoMOSFET ovat joka tapauksessa ainoat vaihtoehdot myös ennen muuntaajaa. 1200 V luokassa tehoMOSFET ja IGBT ovat vieläkin tasaisempia. Hitaampi IGBT omaa pienemmät johtamishäviöt kuin tehoMOSFET, mutta nopeampi komponentti taas suuremmat. Ei tosin ole varmaa pystyykö ensin mainittu vaihtoehto niin suuriin kytkentätaajuuksiin kuin on tarve, joten tehoMOSFET on kytkentähäviöt mukaan luettuna todennäköisesti pienihäviöisempi valinta. Erot ovat pieniä ja on hyvin mahdollista, että valinta kannattaa tehdä taloudellisin perustein sekä lähtökapasitanssin C_{oss} mukaan.

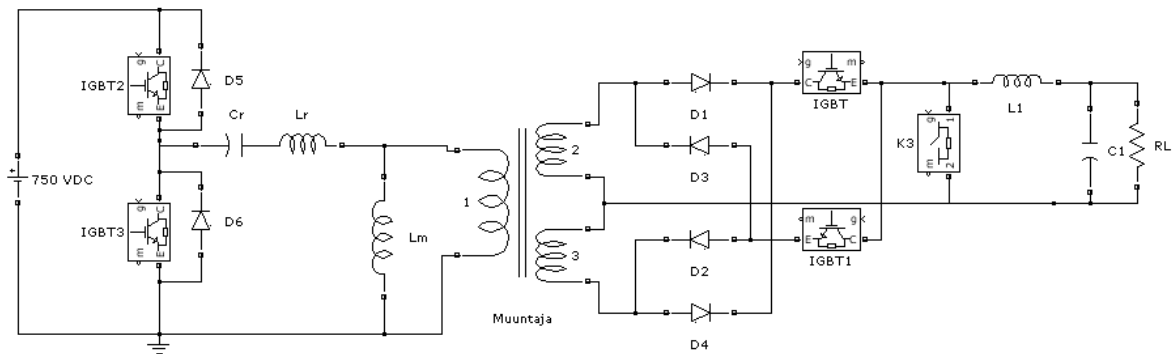
Mainittakoon vielä, että IGBT:llä saadaan helposti paljon enemmän tehonkäsittelyreserviä, jolla on merkitystä tällaisessa sovelluksessa. Yli 1200 V jänniteluokassa IGBT:t ovat toistaiseksi ainoita vaihtoehtoja. Koska nämä ovat häviöiltään suurempia kuin edellä mainitut komponentit, sekä niitten kykenevyys yli 100 kHz kytkentätaajuuksiin pehmeässä kytkennässä on epäselvää, ei tämän jännitealueen komponentteja voi tässä vaiheessa suositella. Voi tietenkin hyvin olla mahdollista, että näitä joudutaan vielä käyttämään, mutta tämä vaihtoehto pitää tutkia tarkemmin sitten, kun pakottava tarve siihen ilmenee. Lopuksi on todettava, että komponenttien kehitys menee luonnollisesti koko ajan eteenpäin, joten tässä tehty vertailu ei välttämättä pysy ajankohtaisena kovin pitkään.

7 KOKO JÄRJESTELMÄ

Edellisissä luvuissa on kattavasti esitetty jokaisen yksittäisen lohkon toiminta erikseen ja niiden suorituskyky ilman muiden osien vuorovaikutusta on varmistettu. Järjestelmä muodostaa kuitenkin kokonaisuuden, jota ei voi ajatella pelkästään yksittäisinä palasina. Tämän takia myös koko kytkennän toimivuudesta on saatava näyttöä, vaikka eri osat periaatteessa toimisivatkin suunnitellusti. Järjestelmän toiminnan testausta varten sitä simuloitiin yhtenä mallina, jotta mahdolliset topologian ongelmat osien vuorovaikutuksessa saataisiin selville. Tässä luvussa on esitelty laitteen päätopologia, sillä saatu lähtöjännite ja arvioitu koko järjestelmän hyötysuhdetta.

7.1 Topologia

Laitteelle asetetut vaatimukset asettavat tiettyjä pakotteita topologian suhteen. Galvaaninen erotus tarkoittaa käytännössä muuntajan käyttöä. Jotta muuntajasta saadaan tarpeeksi pienikokoinen, on sen tulojännitteen oltava riittävän suuritaajuisista. Koko järjestelmän tulo on puolestaan tasajännitettä. Tarvitaan siis hakkuri, joka muuttaa tasajännitteen suuritaajuiseksi vaihtojännitteeksi mahdollisimman hyvällä hyötysuhteella. Toisaalta laitteen lähdöstä on saatava kuluttajalle normaalia verkkojännitettä eli tähänkin väliin tarvitaan vähintään yksiportainen muunnos tehoelektroniikan avulla. Teoreettisen tarkastelun ja simuloinnin perusteella päädyttiin lopulta kuvan 7.1 mukaiseen ratkaisuun laitteen topologian suhteen. Tasasähkönjakeluverkon 750 VDC vaihtosuunnataan resonanssikonverterilla. Saatu suuritaajuinen vaihtojännite syötetään suuritaajuusmuuntajan läpi, jolloin toteutuu laitteelta vaadittu galvaaninen erotus. Muuntajan jälkeen suuritaajuisesta vaihtojännitteestä moduloidaan syklokonverterilla PDM:n avulla 50 Hz:n 230 V vaihtojännitettä suorassa AC-AC-muunnoksessa. Kytkennän lopuksi on yksinkertainen LC-suodin, jonka jälkeen laitteen lähtöön saadaan standardit täyttävää verkkojännitettä.

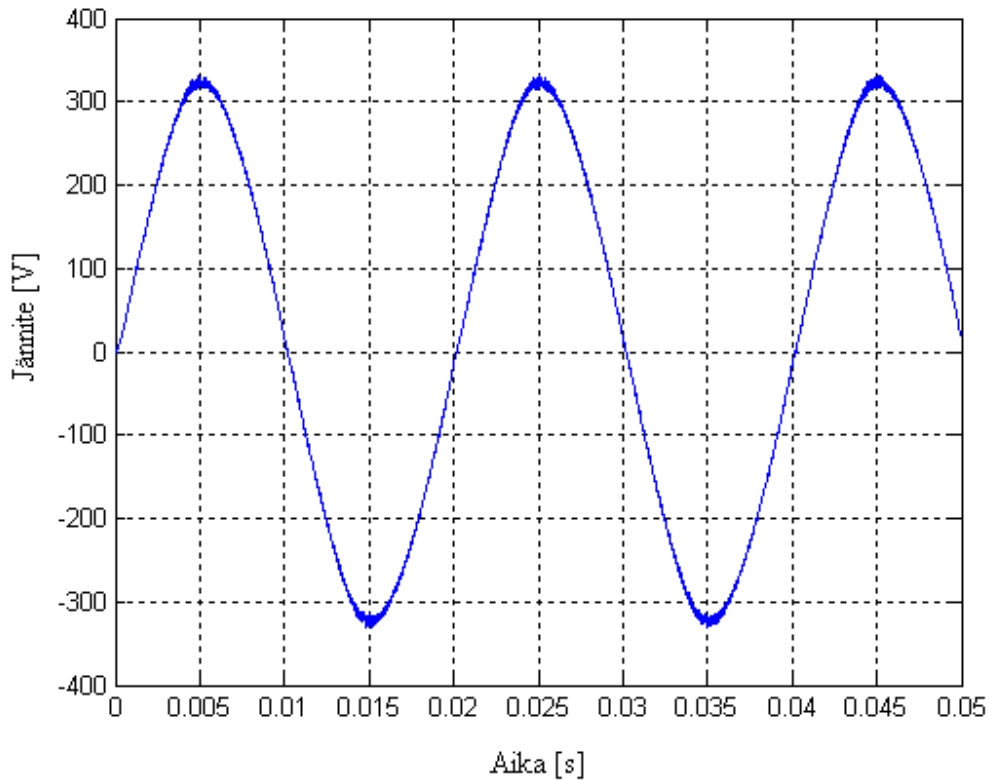


Kuva 7.1. Koko järjestelmän topologia.

Tämä topologia täyttää sille alkuun asetetut vaatimukset. Teoreettinen tarkastelu osoittaa sen potentiaalisen hyötysuhteen osalta ja simulointitulokset vahvistavat sen toimivuuden. Vaikka tämän työn puitteissa ei laitteesta rakennettu prototyyppiä ja näin saatu käytännön vahvistusta sen toiminnasta, pitkälti vastaavia laitteita on kuitenkin tutkittu ennen ja niiden toiminnasta ei ole raportoitu ongelmia (Xianmin 2006, Sood 1988). Näin voidaan perustellusti olettaa, että tässä työssä suunnitellulla topologialla olisi potentiaalia prototyyppiksi asti.

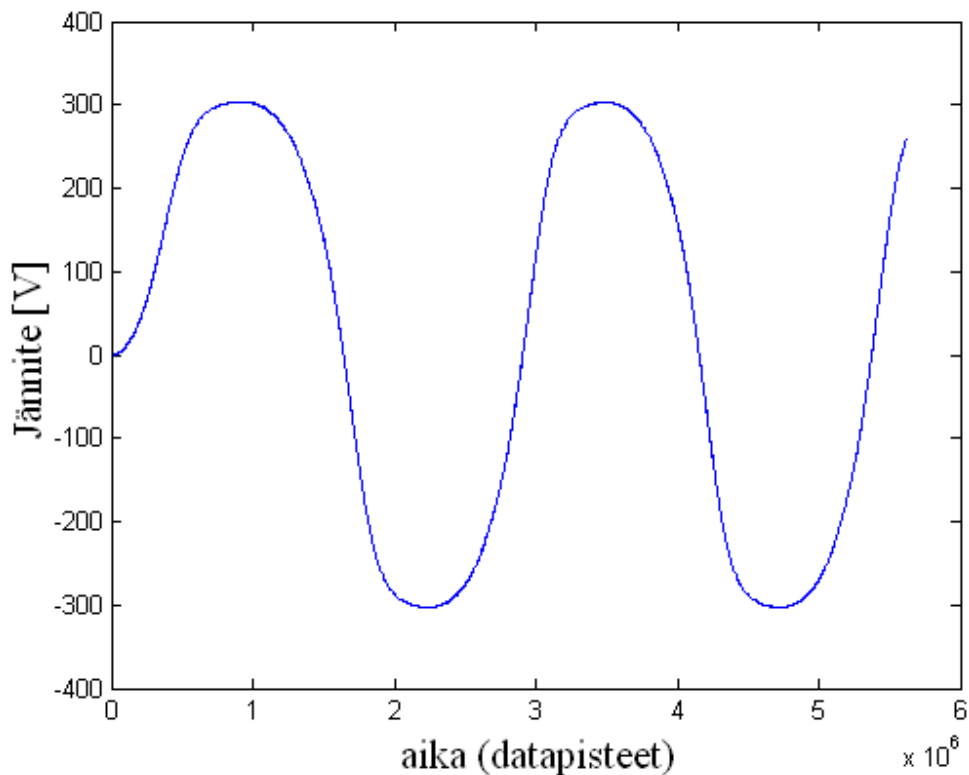
7.2 Lähtöjännite

Laitteen toimivuuden määrää viime kädessä sen lähtöjännitteen laatu. Kuvassa 7.2 on esitetty koko järjestelmälle saatu lähtöjännitteen kuvaaja täydellä 1 kVA:n kuormituksella, kun resonanssikonvertteri on korvattu ideaalisella jännitelähteellä.



Kuva 7.2. Järjestelmän lähtöjännitteen kuvaaja, kun resonanssikonverterti on korvattu jännitelähteellä.

Kuvan 7.2 jännite on laadultaan riittävää, ja se todistaa laitteen periaatteellisen toimivuuden. Resonanssikonverterti ei kuitenkaan toimi ideaalisena jännitelähteenä, mikä käy hyvin ilmi kuvasta 7.3, jossa se on mukana ja tämän seurauksena jännitteen käyrämuoto on huomattavan vääristynyttä. Näiden osien parempaa yhteensovitusta siis tarvitaan ja kuva 7.3 on vain esimerkki siitä mihin on päästy tämän työn aikana, eikä siis missään nimessä edusta lopullista tulosta. Kuvan 7.3 perusteella voidaan kuitenkin sanoa, että laitteen perustoiminta on kunnossa ja erot kuvaan 7.2 ovat yksityiskohtien hiomisessa.



Kuva 7.3. Järjestelmän lähtöjännitteen kuvaaja. Passiivinen suodin viritettiin simulointien perusteella ja komponenttien arvoina on $85 \mu\text{H}$ ja $100 \mu\text{F}$.

Ei ole mitään syytä olettaa, ettei resonssikonvertteria olisi mahdollista saada toimimaan yhdessä muun kytkennän kanssa ja näin saada tuotettua kuvan 7.2 mukaista jännitettä. Täydellinen synkronointi jää kuitenkin tämän selvityksen puitteissa kesken.

7.3 Hyötysuhde

Jokaisen osan hyötysuhde on laskettu ja perusteltu niitä käsittelevissä luvuissa tarkemmin, joten tässä kappaleessa tehdään ainoastaan yhteenvedon omaisesti arvio koko järjestelmän hyötysuhteesta. Resonanssikonvertterin hyötysuhteeksi saatiin 98 %. Muuntajan teoreettinen hyötysuhde yhdelle taajuudelle puolestaan on 99.32 %, joten tässä voidaan käyttää hieman alaspäin arvioitua lukua 99 %. Syklokonvertterin ja suotimen yhteinen hyötysuhde laskettiin olevan 97 %. Näin saadaan koko järjestelmän hyötysuhteeksi n. 94 %. Tätä voidaan kuitenkin pitää ainoastaan suuntaa antavana ja onkin todennäköistä, että todellinen hyötysuhde olisi saa-

tua arvoa pienempi. Luvuissa ei ole myöskään otettu huomioon ohjauselektroniikan osuutta, joka alkaa 1 kVA:n laitteessa olla merkittävä. On myös syytä muistaa, että kyseinen arvio edustaa laitteen hyötysuhdetta täydellä kuormituksella. Oletettavasti hieman 1 kVA:ta pienempi kuormitus ei vielä vaikuta dramaattisesti hyötysuhteeseen ja saattaa jopa parantaa sitä, mutta todella alhainen lähtöteho romahduttaa hyötysuhteen varmasti. 1 kVA teholuokan laitteista suurin osa kävisi täydellä teholla, joten hyötysuhteen romahtaminen aivan pienellä kuormituksella ei ole kaikista suurin ongelma.

8 YHTEENVETO

Työn tavoitteena oli löytää mahdollisimman korkealla hyötysuhteella toimiva topologia galvaanisen erotuksen toteutettavalle vaihtosuuntaajalle. Parhaan ratkaisun löytämiseksi tutkittiin ensin mahdollisia tapoja vaihtosuunnata tasasähköjakeluverkon 750 V DC suuritaajuiseksi vaihtojännitteeksi. Seuraavana selvitettiin suuritaajuusmuuntajan teoriaa ja mitoitettiin yksi erittäin korkealla hyötysuhteella toimiva esimerkki. Tämän jälkeen on analysoitu pulssintiheysmodulaation sopivuutta tähän sovellukseen. Myös muita ratkaisuja muuntajan jälkeiseen verkkovaihtosuuntaukseen on tutkittu ja tarkemmin on esitelty pulssintiheysmodulaatioon sopivan syklokonvertterin toteutus. Tähän liittyen on lyhyesti kerrottu suodatuksista ja mitoitettu LC-suodin. Viimeisenä kohtana on tutkittu tehokytkimien valintaa.

Havaittiin, että suuritaajuinen vaihtosuuntaus tasasähköjakeluverkosta ei ole vaaditun hyötysuhteen puitteissa mahdollista käyttäen pelkästään kovaa kytkevää hakkuria. Tähän löydettiin ratkaisuna resonanssikonvertteritopologia, jolla kaikki kytkennät ovat pehmeitä ja näin saadaan minimoitua kytkentähäviöt. Muuntaja voitiin optimoida siten, että sen vaikutus koko järjestelmän hyötysuhteeseen saatiin minimoitua. Mitoitetussa esimerkissä päädyttiin EDT-sydämiseen muuntajaan, jossa toisio on keskipistekytetty ja käämitykset Litz-lankaa. Teoreettiseksi hyötysuhteeksi tälle ratkaisulle saatiin erittäin korkea 99.32 %. Pinta-alojen vertailuun perustuvan pulssintiheysmodulaation periaatteellinen toimivuus suorassa AC-AC muunnoksessa todistettiin. Tämän lisäksi PDM:n ominaisuuksista tehtiin johtopäätöksiä, joiden mukaan jännitteen alenemien kompensointi ns. kyllästystilaa hyväksi käyttäen tuottaa ongelmia lähtöjännitteen harmonisisällössä, mutta tähän esiteltiin ratkaisu, jolla pienet vaihtelut pystytään tasaamaan. Tultiin myös siihen lopputulokseen, että aaltomuodolla ei ole suurta vaikutusta modulaation onnistumiseen, mutta taajuuden on kuitenkin oltava huomattavasti korkeampi kuin normaalissa PWM:ssä. Selvityksen perusteella suora AC-AC-muunnos on lopulta paras vaihtoehto hyötysuhteen kannalta ja tämän toteutukseen suunniteltiin syklokonvertteritopologia. Tässä topologiassa ainoastaan yksi diodi ja kytkin ovat kerrallaan johtavuustilassa, joten häviöt saadaan minimoitua verrattuna muihin ratkaisuihin. Lisäksi modulaation ja kytkennän ominaisuuksista johtuen syklokonvertterin kytkimiä ei tarvitse kytkeä, jokaisen muuntajalta

tulevan suuritaajuisen jännitepulssin nollakohdassa, joten todellinen kytkentätaajuus jää alhaisemmaksi.

Simuloinnilla todettiin suunnitellun topologian periaatteellinen toimivuus, mutta samalla havaittiin runsaasti ongelmia, jotka vaativat jatkotutkimusta. Koko järjestelmän hyötysuhteeksi arvioitiin 94 %, mutta tätä tulee pitää vain suuntaa antavana. Vasta käytännössä toteutetun prototyypin perusteella voidaan olla varmoja, että tässä työssä suunniteltu topologia todella toimii halutusti. Voidaan kuitenkin todeta, että tällä ratkaisulla on potentiaalia. Lisää tutkimusta tarvitaan resonanssikonvertterin toteutuksen ja siihen liittyvän muuntajan magneettisen integroinnin osalta. Kytkentätaajuuden optimoinnilla voitaisiin parantaa hyötysuhdetta entisestään. Myös järjestelmän säätöä ja muuta oheistoimintoja olisi syytä tarkastella syvällisemmin.

LÄHDELUETTELO

- (Adragna 2008a) C. Adragna, S. De Simone and C. Spini, *A design methodology for LLC resonant converters based on inspection of resonant tank currents*, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE.
- (Adragna 2008b) C. Adragna, S. De Simone and C. Spini, *Design guideline for magnetic integration in LLC resonant converters*. Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2008. SPEEDAM 2008.
- (Aura 1994) Aura, Lauri. Tonteri, Antti, J. 1994, *Teoreettinen sähkötekniikka ja sähkökoneiden perusteet*, WSOY, Porvoo, toinen painos, s. 267 – 279, ISBN 951-0-21385-3
- (Bing 2006) Bing Lu, *Optimal Design Methodology for LLC Resonant Converter*, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE
- (Bo 2004) Bo Yang, Lee, F.C., Zhang, A.J., Guisong Huang. *LLC resonant converter for front end DC/DC conversion*, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE.
- (CREE 2009) Cree Inc. Lehdistöiedote. [viitattu 4.6.2009]. Saatavissa: http://www.cree.com/press/press_detail.asp?i=1234879464387

- (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.
- (Davis 2008) Davis, S. 2008. *SiC Opens New Era of Power MOSFET Performance*. Power Electronics Technology, Dec2008, Vol. 34 Issue 12, S. 8-8
- (Dodge 2002) Dodge, J. & Hess, J. 2002. *IGBT Tutorial*, Application note [verkkodokumentti]. Advanced Power Technology. [viitattu: 4.6.2009] Saatavissa: <http://www.microsemi.com/micnotes/apt0201.pdf>
- (Elbuluk 1996) Elbuluk, M., Zinger, D., Lee, T. 1996. *Performance of MCT's in a Current-Regulated AC/AC PDM Converter*. IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 11, No1
- (Encyclopædia Britannica) *Encyclopædia Britannica Online*. [verkkotietosanakirja] [viitattu 23.6.2009]. Saatavissa: <http://www.britannica.com/EBchecked/topic/205072/ferrite>
- (Erickson 1997) Erickson, R. 1997. *Fundamentals of Power electronics USA*: Kluwer Academic Publishers. 773 s. ISBN 0-412-08451-0
- (Hurley 1996) Hurley, W. G. *Optimizing Core and Windings Design in High Frequency Transformers*. Julkaistu 14. – 17.10.1996 Power Electronics Congress, 1996. Technical Proceedings. CIEP '96., V, IEEE International Saatavissa: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&number=618452&isnumber=13468>

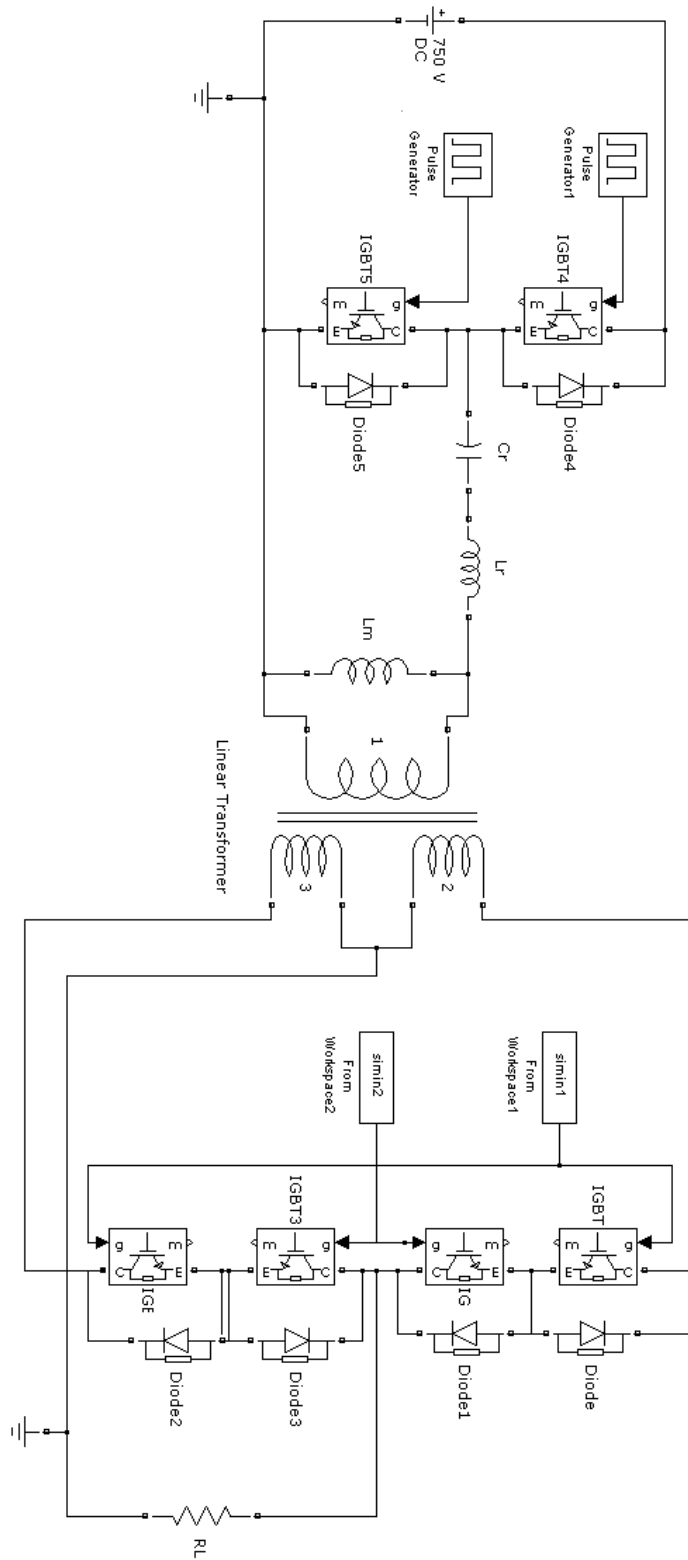
- (Infineon 2009a) Infineon Technologies. Data Sheet: IPW90R123C3. [viitattu: 1.6.2009]
- (Infineon 2009b) Infineon Technologies, Data Sheet: IDD12SG60C. [viitattu 4.6.2009]
- (IR 2009) International Rectifier. 2009. *Application note AN-1001: A More Realistic Characterization of Power MOSFET Output Capacitance C_{oss}* [verkkodokumentti]. [viitattu: 23.7.2009]. Saatavissa: www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1001.pdf
- (Kim 2000) Kim, J., Choi, J., Hong, H., 2000. *Output LC Filter Design of Voltage Source Inverter Considering the Performance of Controller*. Power System Technology, 2000. Proceedings. PowerCon 2000. International Conference on 4-7 Dec. 2000. Vol. 3, s. 1659 – 1664.
- (Luk 2008) Luk, P. & Ng, A. 2008. *High Frequency Power Distribution Platforms*. Teoksessa: Strzelecki, R. & Benysek, G. (toim.) *Power Electronics in Smart Electrical Energy Networks*. Springer London. 414 s. ISBN: 978-1-84800-317-0
- (Microsemi 2009a) Microsemi Corporation. Data Sheet: APT34M120J. [viitattu: 23.7.2009]
- (Microsemi 2009b) Microsemi Corporation. Data Sheet: APT36N90BC3G. [viitattu: 23.7.2009]
- (Mohan 2003) Mohan, N., Undeland, T. M., Robbins, W. P. 2003. *Power electronics: converters, applications and design*. USA: John Wiley & Sons Inc. 802 s. ISBN 0-471-22693-9,

- (Nerg 2009) Nerg, Janne, 2009. *Sähkömagneettiset komponentit*, opintomateriaali, Lappeenrannan teknillinen yliopisto.
- (New England Wire Technologies) *New England Wire Technologies*. PDF catalog [verkkodokumentti]. Julkaistu 2005. Päivitetty 2009. [viitattu 20.8.2009]. Saatavissa: <http://www.newenglandwire.com/catalog/pdfs/newtcatalog.pdf>
- (Nuutinen 2007) Nuutinen, P. 2007. *Vaihtosuuntauksen ja suodatuksen toteuttaminen tasasähkönjakeluverkossa*. Diplomityö. Lappeenrannan teknillinen yliopisto, Sähkötekniikan osasto
- (O'Neill 2008) O'Neill, M. 2008. *Silicon Carbide MOSFET's Challenge IGBT's*. Power Electronics Technology, Sep2008, Vol. 34 Issue 9, S. 14-16
- (Partanen 2008) Partanen, J., Pyrhönen, J., Niemelä, M., Lindh, T., Kaipia, T., Salonen, P., Nuutinen, P., Peltoniemi, P., Lassila, J. 2008. *Tehoelektroniikka sähkönjakelussa vaihe 1/2*. Raportti. Lappeenrannan teknillinen yliopisto
- (Peltoniemi 2006) Peltoniemi, P., 2006. *Vektorimodulointimenetelmien ja verkkosuotimien vertailu jännitevälipiiriverkko-vaihtosuuntaajassa*. Diplomityö. Sähkötekniikan osasto. Lappeenrannan teknillinen yliopisto
- (Peltoniemi 2009) Keskustelu Lappeenrannan teknillisellä yliopistolla 20.7.2009
- (Pyrhönen 2000) Pyrhönen, J., Huppunen, J., Kuisma, M., Laurila, L. 2000. *Tehoelektroniikan komponentit*. Opetusmoniste: Tehoelektroniikan komponentit (kevät 2009), Lappeenrannan teknillinen yliopisto, Lappeenranta

- (Pyrhönen 2005) Pyrhönen, J., Sähkökäytöt- kurssin luentomateriaali 2005. Sähkötekniikan osasto. Lappeenrannan teknillinen yliopisto.
- (Rashid 2007) Rashid, M. 2007. *Power Electronics Handbook: Devices, Circuits and Application*. UK: Academic Press, 1172 s. ISBN 0-12-088479-8
- (Semikron 2009) Semikron GmbH. 2009. *Application manual: Switching frequency*. [luku 3.1, verkkodokumentti]. [viitattu: 23.7.2009]. Saatavissa: <http://www.semikron.com/internet /index.jsp?sekId=229>
- (SemiSel 2007) Semikron GmbH. *SemiSel Simulation Tool* [verkkosovellus]. [viitattu 1.6.2009]. Saatavissa: <http://semisel.semikron.com /start.asp>
- (Simeone 2006) Simone, S. De. Adragna, C. Spini, C. Gattavari, G. 2006. *Design-oriented steady state analysis of LLC resonant converters based on FHA*. Speedam 2006, Symposium.
- (Sood 1987) Sood, P. & Lipo, K. 1987. *Study of the Generator/Motor Operation of Induction Machines in a High Frequency Link Space Power System*. Research report, NASA-Lewis Research Center
- (Sood 1988a) Sood, P. & Lipo, K. 1988. *Power Conversion System Using a High-Frequency AC Link*. IEEE Trans. Ind. App Vol.24, No2
- (Sood 1988b) Sood, P., Lipo, K., Hansen, I. 1988. *A Versatile Power Converter for High-Frequency Link System*. IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 3, No3
- (Steigerwald 1988) R.L. Steigerwald, *A Comparison of Half Bridge Resonant Converter Topologies*, IEEE IAS Conf. Rec., City, Oct. 1987, pp. 135-144.

- (STM 2007) STMicroelectronics, *LLC resonant half-bridge converter design guideline*, 2007. Verkkojulkaisu. <http://www.st.com/>
- (Xianmin 2002) Xianmin, M. & Qian, Y. 2002. *Model and Analysis of Three-phase PDM Converter with High-Frequency Link*. Proceedings of the 4th World Congress on Intelligent Control and Automation, Vol 4
- (Xianmin 2003) Xianmin, M. & Qian, Y. 2003. *Study and Analysis of Three-phase High-Frequency AC Cycloconverter Based on Pulse Density Modulation*. Electrical Machines and Systems, ICEMS 2003. Sixth International Conference on, Vol. 1
- (Xianmin 2004) Xianmin, M. 2004. *High Frequency AC Pulse Density Modulation Theory and Its Application in Hybrid Electric Vehicle Drive System*. Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC 2004, The 4th International, Vol. 2
- (Xianmin 2006) Xianmin, M. 2006. *Analysis and Design of PDM Converter with High Frequency Link for HEV Drive System*. Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC 2006, CES/IEEE 5th International, Vol. 3
- (Ya 2007) Ya, Liu. 2007. *High Efficiency Optimization of LLC Resonant Converter for Wide Load Range*, Master Thesis, Virginia Polytechnic Institute, 2007.
- (Zuk 2008) Zuk, P. 2008. *SiC Impacts 'Greening' of Power: Understanding the differences between Silicon Carbide (SiC) and Silicon (Si) for power electronics*. Power system design, Jul/Aug 2008, S. 34-36

LIITE I LLC SIMULINK KYTKENTÄ



LIITE II MUUNTAJAN MITOITUKSEN LASKUTOIMITUKSET

Lasketaan VA arvo muuntajalle

$$\sum VA = \left(\frac{\sqrt{2}}{0.99} + \frac{\sqrt{1+1.1801}}{1.1801} \right) 1004VA = 2854VA$$

Lasketaan kertoimet K_o ja K_t yhtälöiden (3.20) ja (3.21) avulla

$$K_o = \left(\frac{4 \cdot 1.72 \cdot 10^{-8}}{1^2 \cdot 0.4 \cdot 10^2} \frac{5.6 \cdot 10}{40^2} \right)^{2/3} = 1.536 \cdot 10^{-7}$$

$$K_t = \sqrt{\frac{10}{2 \cdot 1.72 \cdot 10^{-8} \cdot 0.4} \frac{40}{10}} = 5.3916 \cdot 10^4 \frac{A}{m^{3/2} C^{1/2}}$$

Lasketaan B_o yhtälön (3.19) avulla. Selvyyden vuoksi merkitään jälkimmäistä osaa yhtälöstä X:llä sillä koko lasku ei mahdu samalle riville.

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

Lasketaan ensin X:n arvo

$$X = \frac{1}{\left(4800 \frac{kg}{m^3} \cdot 1.9 \cdot 10^{-3} \cdot (140kHz)^{1.24} \right)^{7/12}} = 4.5583 \cdot 10^{-8}$$

$$B_o = \frac{1}{(1.536 \cdot 10^{-7})^{7/8} \cdot 5.3916 \cdot 10^4 \cdot 1 \cdot 0.4} \frac{\sqrt{75 \text{ K}}}{2854 \text{ VA}} \left(\frac{4.44 \cdot 140 \text{ kHz} \cdot 75 \text{ K}}{2854 \text{ VA}} \right)^{1/6} \cdot 4.5583 \cdot 10^{-8}$$

$$= 0.0967 \frac{\text{Vs}}{\text{m}^2}$$

Määritetään optimaalinen sydämen koko

$$A_p = K_o \left(\frac{2854 \text{ VA}}{4.44 \cdot 140 \text{ kHz} \cdot 75 \text{ K}} \right)^{4/3} \left(4800 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3} \cdot 1.9 \cdot 10^{-3} \cdot (140 \text{ kHz})^{1.24} \right)^{2/3} = 2.903 \text{ cm}^4$$

Lasketaan käämikierrosmäärät ja induktanssit

ETD44 E

$$N_p = \frac{U_{p,\text{rms}}}{K_f B A_e} = \frac{\left(\frac{470 \text{ V}}{\sqrt{2}} \right)}{4.44 \cdot 140 \text{ kHz} \cdot 0.967 \text{ T} \cdot 1.73 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2} = 31.95 \rightarrow 32$$

$$N_s = \frac{N_p}{n} = \frac{26.02}{\left(\frac{470 \text{ V}}{555 \text{ V}} \right)} = 37.73 \rightarrow 38$$

Induktanssi ETD44 E sydämelle

$$L_p = \frac{N_p^2}{R_m} = \frac{32^2}{\frac{103 \cdot 10^{-3} \text{ m}}{4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \cdot 2000 \cdot 1.73 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2}}} = 4.32 \text{ mH}$$

$$L_s = \frac{N_s^2}{R_m} = \frac{38^2}{\frac{103 \cdot 10^{-3} \text{ m}}{4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \cdot 2000 \cdot 1.73 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2}}} = 6.09 \text{ mH}$$

ETD49 E sydämelle

$$N_p = \frac{U_{p,rms}}{KfBA_e} = \frac{\left(\frac{470V}{\sqrt{2}}\right)}{4.44 \cdot 140kHz \cdot 0.967 \frac{Vs}{m^2} \cdot 2.11 \cdot 10^{-4} m^2} = 26.2 \rightarrow 26$$

$$N_s = \frac{N_p}{n} = \frac{26.22}{\left(\frac{470V}{555V}\right)} = 30.94 \rightarrow 31$$

Induktanssi ETD49 E sydämelle

$$L_p = \frac{N_p^2}{R_m} = \frac{26}{\frac{114 \cdot 10^{-3} m}{4\pi \cdot 10^{-7} \frac{Vs}{Am} \cdot 2000 \cdot 2.11 \cdot 10^{-4} m^2}}} \approx 3.1mH$$

$$L_s = \frac{N_s^2}{R_m} = \frac{31}{\frac{114 \cdot 10^{-3} m}{4\pi \cdot 10^{-7} \frac{Vs}{Am} \cdot 2000 \cdot 2.11 \cdot 10^{-4} m^2}}} \approx 4.47mH$$

VIRRAT JA VIRRANTIHEYS

Tyhjäkäyntivirta rms arvo

$$I_0 = \frac{P_{Fe}}{\left(\frac{U_p}{\sqrt{2}}\right)} = \frac{mK_c f^\alpha B_o^\beta}{\left(\frac{U_p}{\sqrt{2}}\right)} = \frac{0.124kg \cdot 1.9 \cdot 10^{-3} \cdot (140kHz)^{1.24} \cdot \left(0.0967 \frac{Vs}{m^2}\right)^2}{\frac{470V}{\sqrt{2}}} = 0.0159A$$

Toision maksimikuormitusvirta on $I_{s,rms} = 2.573A$ jolloin ensiössä tulee kulkea virtaa

$$I_p = I_0 + I_s = 0.0159\text{A} + \frac{31}{26} \cdot 2.548\text{A} = 3.054\text{A}$$

Virrantiheyksiksi saadaan

$$J = \sqrt{\frac{400\sqrt{5.68\text{cm}^4} \cdot 75 - 0.124\text{kg} \cdot 1.910^{-3} (140\text{kHz})^{1.24} \left(0.0967 \frac{\text{Vs}}{\text{m}^2}\right)^2}{2.129 \cdot 10^{-8} \frac{\text{kg}}{\text{m}^3} \cdot 0.4 \cdot 2.4 \cdot 10^{-5} \text{m}^3}} = 3.101 \cdot 10^6 \frac{\text{A}}{\text{m}^2}$$

Johtimien halkaisijoiksi saadaan

$$d_{\text{wp}} = \frac{2\sqrt{\frac{A_{\text{wp}}}{\pi}}}{25.4} = \frac{2\sqrt{\frac{0.985\text{mm}^2}{\pi}}}{25.4} \approx 0.0441''$$

$$d_{\text{ws}} = \frac{2\sqrt{\frac{A_{\text{ws}}}{\pi}}}{25.4} = \frac{2\sqrt{\frac{0.823\text{mm}^2}{\pi}}}{25.4} \approx 0.0402''$$

Häviöiden laskeminen

Lasketaan ensin rautahäviöt kaavalla (3.24)

$$P_{\text{Fe}} = \rho_c V K_c f^\alpha B^\beta = m K_c f^\alpha B^\beta = 0.124\text{kg} \cdot 1.9 \cdot 10^{-3} \cdot (140\text{kHz})^{1.24} (0.0967\text{T})^2$$

$$= 5.2996\text{W} \approx 5.3\text{W}$$

Kuparihäviöt lasketaan kaavalla (3.23)

$$P_{\text{Cu,p}} = MLT \cdot N_p \cdot r_{\text{wp}} (1 + \alpha_{20} (T_{\text{max}} - 20)) I_p^2$$

$$= 0.085 \cdot 26 \cdot \frac{7.05}{3048} (1 + 0.00393(100 - 20)) 3.054^2$$

$$= 0.986\text{W}$$

$$\begin{aligned}
 P_{\text{Cu},s} &= MLT \cdot N_s \cdot r_{\text{ws}} (1 + \alpha_{20}(T_{\text{max}} - 20)) I_s^2 = \\
 &0.085\text{m} \cdot 26 \cdot \frac{11.1 \Omega}{3048 \text{ m}} (1 + 0.00393(100\text{K} - 20\text{K}))(2.548\text{A})^2 \\
 &= 0.52\text{W}
 \end{aligned}$$

PU-arvojen laskeminen simulointia varten

Lasketaan ensin $R_{\text{base,p}}$ ja $R_{\text{base,s}}$ sekä näitä vastaavat induktanssit $L_{\text{base,p}}$ ja $L_{\text{base,s}}$.

$$\begin{aligned}
 R_{\text{base,p}} &= \frac{U_p^2}{S_n} = \frac{\left(\frac{470\text{V}}{\sqrt{2}}\right)^2}{1000\text{VA}} = 110.45 \Omega \\
 R_{\text{base,s}} &= \frac{U_s^2}{S_n} = \frac{\left(\frac{555\text{V}}{\sqrt{2}}\right)^2}{1000\text{VA}} = 154.0125 \Omega
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 L_{\text{base,p}} &= \frac{R_{\text{base,p}}}{2\pi f} = \frac{110.45 \Omega}{2\pi \cdot 140\text{kHz}} = 1.2556 \cdot 10^{-4} \text{ H} \\
 L_{\text{base,s}} &= \frac{R_{\text{base,s}}}{2\pi f} = \frac{154.0125 \Omega}{2\pi \cdot 140\text{kHz}} = 1.7508 \cdot 10^{-4} \text{ H}
 \end{aligned}$$

PU-arvot resistansseille ja induktansseille

$$\begin{aligned}
 R_p &= \frac{R_{\text{wp}}}{R_{\text{base,p}}} = \frac{0.0511 \Omega}{110.45 \Omega} = 4.6281 \cdot 10^{-4} \\
 R_s &= \frac{R_{\text{ws}}}{R_{\text{base,s}}} = \frac{0.0960}{154.0125 \Omega} = 6.2306 \cdot 10^{-4} \\
 L_{\text{op}} &= \frac{R_{\text{wp}}}{R_{\text{base,p}}} = \frac{5.8884 \cdot 10^{-6} \text{ H}}{1.2556 \cdot 10^{-4} \text{ H}} = 0.0469 \\
 L_{\text{os}} &= \frac{R_{\text{ws}}}{R_{\text{base,s}}} = \frac{8.3709 \cdot 10^{-6} \text{ H}}{1.7508 \cdot 10^{-4} \text{ H}} = 0.0478
 \end{aligned}$$

L_m ja R_m on simuloinnissa simulinkin ohejeiden mukaiset 500 ja 500 pu-arvoina. Tällöin sydänhäviöitä simuloidaan magnetointivirralla, joka on 0.2 % nimellisvirrasta. Tämä on riittävän tarkka arvo simulointiva varten.

LIITE III SUODINKOMPONENTTIEN MITOITUS

Määritetään modulaatioindeksi kaavalla (4.3)

$$M = \frac{325V}{350V} \approx 0,928$$

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

Tämän jälkeen lasketaan suunnitteluparametri K kaavalla (5.3)

$$K = \sqrt{\frac{0,928^2 - \frac{15}{4}0,928^4 + \frac{64}{5\pi}0,928^5 - \frac{5}{4}0,928^6}{1440}} \approx 0,132$$

Nyt voidaan laskea kelan induktanssi 1 kW hakkurille, jonka lähtöjännite on 230 V, muunta-
ajan toisiojännitteen keskiarvo 350 V, lähtötaajuus 50 Hz, KytKentätaajuus 140 kHz, ja lähtö-
virta 4,35 A (Kaava 5.4).

$$L = \frac{230V}{4,35A * 140000Hz} \sqrt{0,132 \frac{550V}{11,5V} \left(1 + 4\pi^2 \left[\frac{50Hz}{140000Hz} \right]^2 0,132 \frac{550V}{11,5V} \right)} \approx 949\mu H$$

Kapasitanssi saadaan nyt yhtälöstä (5.5).

$$C = 0,132 \frac{550V}{0,000949H * 140000Hz^2 * 11,5V} \approx 339nF$$

Tarkistetaan vielä rajataajuus kaavalla (5.2).

$$f_r = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{949 * 10^{-6} H * 339 * 10^{-9} F}} \approx 8,88 kHz$$

Huomataan, että rajataajuus on liian suuri. Pienennetään kytkentätaajuisen särön arvoa ja uusia laskentakierros niin monta kertaa, että rajataajuus saadaan halutulle tasolle. Rajataajuus saadaan halutulle tasolle vasta 3,588V kytkentätaajuisella säröllä. Muiksi arvoiksi saadaan:

$$L \approx 1,7 \text{ mH}$$

$$C \approx 0,6 \text{ } \mu\text{F}$$

$$f_r \approx 4,96 \text{ kHz}$$