

LAPPEENRANNAN TEKNILLINEN YLIOPISTO

Teknillinen tiedekunta

Sähkötekniikan koulutusohjelma

Matti Paakkinen

LIMITTELYMENETELMÄN HYÖDYNTÄMINEN

VERKKOVAIHTOSUUNTAAJASSA: LCL-SUOTIMEN MITOITUS

Työn tarkastajat: Professori Juha Pyrhönen

DI Olli Erkkilä

Työn ohjaaja: DI Olli Erkkilä

TIIVISTELMÄ

Lappeenrannan teknillinen yliopisto
Teknillinen tiedekunta
Sähkötekniikan koulutusohjelma

Matti Paakkinen

Limittelymenetelmän hyödyntäminen verkkovaihtosuuntaajassa: LCL-suotimen mitoitus

Diplomityö

2014

84 sivua, 49 kuvaa, 11 taulukkoa ja 2 liitettä

Tarkastajat: Professori Juha Pyrhönen
DI Olli Erkkilä

Hakusanat: limittely, verkkovaihtosuuntaaja, LCL-suodin, ICT, CM-kuristin

Teollisuudessa yleinen trendi on saada entistä tehokkaampia, halvempia, hyötysuhteeltaan parempia ja fyysisiltä mitoiltaan pienempiä sähkökäyttöjä. Luonnollisesti nämä vaatimukset ovat samoja myös taajuusmuuttajilla. Näiden vaatimusten välillä täytyy aina tehdä kompromisseja ja kehittää uusia menetelmiä.

Monissa teollisuuden sähkökäytöissä tarvitaan verkkovaihtosuuntaajaa syöttämään tehoa generaattorilta tai jarrutettavalta moottorilta sähköverkkoon. Verkkovaihtosuuntaajassa käytännössä tarvitaan aina LCL-suodin, joka on fyysisesti järjestelmän suurin ja kallein yksittäinen komponentti, ja luonnollisesti suuritehoinen laite vaatii suuren LCL-suotimen. LCL-Suotimen fyysinen koko on kääntäen verrannollinen kytkentätaajuuteen.

Tässä diplomityössä esitellään *interleaving* eli limittelymenetelmä, jonka avulla pystytään kasvattamaan verkkovaihtosuuntaajan ekvivalenttista kytkentätaajuutta ja pienentämään virran värettä sekä kokonaisharmonista säröä. Menetelmästä aiheutuu myös merkittävä haaste, kiertovirrat, joiden suodatusta tutkitaan kahdella eri menetelmällä. Käytetyt suodatustavat ovat LCL-suodin, jossa on lisäksi CM-kuristin ja LCL-suodin, jossa käytetään solujen välistä muuntajaa, ICT:tä.

Työ suoritettiin teorialuekokeena ja simuloimalla. Tulokset osoittavat, että molemmat suodatustavat voivat toimia todellisessa sovelluksessa. Kuitenkin vain ICT:n omaava suodin on selkeästi vastaavan kokoista kaksitasoista verkkovaihtosuuntaajan suodinta pienempi. Tutkimus osoittaa myös sen, että tutkitussa sovelluskohteessa pelkkä fyysinen suodin ei riitä suodattamaan kiertovirtoja, vaan säätimeen täytyy tehdä myös muutoksia.

ABSTRACT

Lappeenranta University of Technology
LUT School of Technology
Degree Programme in Electrical Engineering

Matti Paakkinen

Interleaved active front-end: dimensioning LCL-filter

Master's Thesis

2014

84 pages, 49 figures, 11 tables and 2 appendices

Examiners: Professor Juha Pyrhönen
M.Sc. Olli Erkkilä

Keywords: active front end, AFE, interleaving, interleaved, LCL-filter, ICT, CM-choke

In industrial electrical drives general trend is to obtain more powerful and cheaper drives with better efficiency and smaller physical size. Naturally, the requirements also apply to frequency converters. Between these requirements one must always make compromises and develop new methods.

In many industrial electrical drives an active front end is needed to supply power from generator or braking motor to grid. An LCL-filter with active front end is always needed and it is the largest and the most expensive single component of the system. Naturally more powerful device needs a bigger LCL-filter. The physical size of an LCL-filter is also inversely proportional to switching frequency.

In this master's thesis an interleaving method is studied enabling the equivalent switching frequency of an active front end can be risen and current ripple and total harmonic distortion reduced. This method causes a significant challenge, cross current, the filtering of which is studied with two different methods. The filter types studied are an LCL-filter with a CM-choke and an LCL-filter which uses an ICT.

This thesis was done by researching the theory of interleaving and by simulating different versions. The results show that both of the studied filtering methods can work in real application. However, only the filter with ICT is remarkably smaller than a traditional same power rating two-level active front end. The research shows also that in this case cross currents cannot be filtered with only a physical filter but the controller needs to be modified, too.

ALKUSANAT

Tämä diplomityö on tehty ensisijaisesti taajuusmuuttajayrityksen, Vaconin, suuritehoisten laitteiden tuotekehitystiimin hankkeeseen. Lisäksi tässä työssä otetaan huomioon tutkimustiimin tarpeet uuden menetelmän tutkimisessa. Haluan kiittää työn mahdollistamisesta Juha Norrenaa, Olli Erkkilää, Heikki Saarta, Kimmo Syvästä ja erityisesti Jussi Pouttua, jonka ansiosta päädyin tekemään diplomityötä Vaconille.

Merkittäviä vaikuttajia työn etenemisen kannalta, joita myös haluan kiittää, ovat Nicklas Södö, Magnus Hortans ja Hannu Sarén. Myös tarkastava professori, Juha Pyrhönen, ansaitsee kiitokset. Lisäksi verification tiimin loistava työilmapiiri on auttanut jaksamaan diplomityön tekemisessä työn ohessa.

Kiitokset myös opiskelutovereille ja sukulaisille, jotka osaltaan olivat edesauttamassa opiskelujen etenemistä. Lopuksi haluan kiittää tyttöystävääni Astaa, jonka ymmärrys on riittänyt koko opiskelujeni ajan.

Vaasassa 8.5.2014

Matti Paakkinen

SISÄLLYSLUETTELO

1	Johdanto	10
1.1	Työn tavoite ja rajaus	11
2	Limitelty verkkovaihtosuuntaaja.....	12
2.1	Verkkovaihtosuuntaaja.....	12
2.2	Avaruusvektorimodulointi.....	15
2.2.1	Modulointi-indeksi.....	18
2.2.2	Sektorit ja optimikäntö.....	19
2.3	Limittely eli interleaving	22
2.3.1	2 rinnakkaista moduulia.....	23
2.3.2	Virran väre	25
2.3.3	Kiertovirrat.....	27
2.4	Harmoniset	31
3	Suodatus.....	33
3.1	LCL-suodin	33
3.2	Kiertovirtojen suodatus	36
3.2.1	Induktanssien kytkeytymistavat.....	36
3.2.2	CM-kuristin.....	38
3.2.3	InterCell Transformer, ICT.....	39
3.2.4	Matalataajuisen yhteismuotoisen häiriön kompensointi säädön avulla.....	41
3.3	Jännitekuopasta selviäminen (Low voltage Ride-Through, LVRT)	42
3.4	Välipiirin kondensaattori	44
4	Puolijohdekomponentit	45
4.1	IGBT:n häviöt.....	45
4.1.1	Limittelyn vaikutuksia puolijohteisiin	46

5	Simuloinnit	48
5.1.1	Suhdearvot	48
5.2	Simulointimallit ja rajapinta	48
5.3	Vertailumalli.....	49
5.3.1	Tulokset	50
5.4	Kolmen IGBT-moduulin limittely 4kHz	53
5.4.1	Simulointimallit	53
5.4.2	Limittelykulma.....	56
5.4.3	Kiertovirtojen suodatus.....	62
5.4.4	Mitoitus.....	68
5.4.5	LVRT	70
6	Mitoituksen vuokaaviot.....	75
7	Yhteenveto	77
8	Jatkotutkimukset	79
	LÄHTEET	80

LIITTEET 1 Limitellyn järjestelmän Simplorer-malli

2 Limitellyn järjestelmän säätömallin ylin taso

KÄYTETYT MERKINNÄT JA LYHENTEET

\bar{u}, u	jännitevektori
AC	Alternating Current, vaihtovirta
AFE	Active Front End, verkkovaihtosuuntaaja
C	kapasitanssi
CM	Common Mode, yhteismuotoinen
CMO	Common Mode Offset, yhteismuotoinen korjaus
d	pulssisuhde
DC	Direct Current, tasavirta, välipiiri
DM	Differential Mode, eromuotoinen
DFIG	Doubly Fed Induction Generator, kahdestisyötetty induktiogeneraattori
E	energia
EMI	ElectroMagnetic Interference
f	taajuus
I, i	virta
ICT	InterCell Transformer, solujen välinen muuntaja
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IPT	InterPhase Transformer, vaiheiden välinen muuntaja
K	kerroin
k	skaalauskerroin
L	induktanssi
LCL	suodin, jossa kela, kondensaattori ja kela
LVRT	Low Voltage Ride-Through, verkon jännitteenalenema
M	itseisinduktanssi
m	modulointi-indeksi
n	kappalemäärä
p	rinnakkaisten moduulien määrä limittelyssä
PFC	Power Factor Correction, tehokertoimen korjaus
PMSG	Permanent Magnet Synchronous Generator, kestomagneettitahtigeneraattori
PWM	Pulse Width Modulation, pulssinleveysmodulaatio
\mathcal{R}	reluktanssi
R	resistanssi

SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation, Avaruusvektoripulssinleveysmodulointi
t	aika
T	lämpötila, jaksonaika
THD	Total Harmonic Distortion, kokonaisharmoninen särö
TK	valmistustekniikasta riippuva lämpötilariippuvuuskerroin
U, u	jännite
W	energia
α'	ekvivalenttinen pulssisuhde
K	limittelykulma
ϕ	magneettivuo
ω	sähköinen kulmanopeus

Alaindeksit

1	perusaalto
a	amplitudi, lähtö, kytkentätila
a, b, c	kolmivaihejärjestelmän vaiheet
an, bn, cn	eri vaiheiden vaihejännitteet
AFE	verkkovaihtosuuntaaja
b	base, perusarvo
c	collector, kollektori
C	välipiirin kondensaattori
cc	cross current, kiertovirta
ce	kollektori-emitteri
ceoff	sulkutila
CM	yhteismuotoinen
con	johtotila
core	sydän
d, q, 0	dq0-koordinaatiston akselit
DC	välipiiri
DM	eromuotoinen
e	emitter, emitteri
esw	yhdistetty päälle ja pois kytkentä

f	taajuus
F	vaihe
filt	suodin
g	hila
grid	sähköverkko
i	integrointi, virta
ICT	InterCell Transformer, solujen välinen muuntaja
j	liitos
m	harmonisen järjestysnumero
max	maksimi
n	nominal, nimellinen
off	pois päältä, ei johtava
offset	offset, nollakohdan virhetaso
on	päällä, johtava
p	vahvistus
ref	referenssi
sub	puolet kytkentäjaksen jaksonajasta
sw	kytkentä
T	lämpötila
th	threshold, kynnys
triangle	kolmio
X	U-, V-, W-vaihe
x, y, 0	xy0-koordinaatiston akselit
$\alpha, \beta, 0$	$\alpha\beta 0$ -koordinaatiston akselit
σ	haja-

1 JOHDANTO

Teollisuuden tarpeet asettavat taajuusmuuttajavalmistajille jatkuvasti uusia haasteita. Yleinen trendi on saada entistä tehokkaampia, halvempia, hyötysuhteeltaan parempia ja fyysisiltä mitoiltaan pienempiä taajuusmuuttajia, joiden pitäisi toimia luotettavasti vaativissa olosuhteissa. Näiden tavoitteiden välillä täytyy tehdä kompromisseja sekä kehitellä jatkuvasti uusia menetelmiä.

Tehon kasvaessa puolijohdeet aiheuttavat erityistä päänvaivaa. Haastavimmat yksittäiset komponentit ovat vaihtosuuntauksessa käytettävät puolijohdekytkimet, toistaiseksi yleensä vielä IGBT:t (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), jotka tuottavat tehohäviöitä eli lämpöä. IGBT:n kilpailijaksi on nousemassa piikarbidi-MOSFET, jonka kytkentähäviöt ovat IGBT:n vastaaviin häviöihin verrattuna lähes olemattomat. Toistaiseksi kuitenkin eletään vielä ainakin jokunen vuosi IGBT:iden aikakautta SiC-komponenttien toistaiseksi korkean hinnan johdosta. (Weitzel ja Bhatnagar 1995)

Kun yksittäisen IGBT:n rajat tulevat vastaan käytetään moduuleja, jotka sisältävät useita IGBT:itä vaihetta kohden. Tehon edelleen kasvaessa täytyy jokaista vaihetta kohden käyttää useampaa IGBT-moduulia. Koska nykyisin käytettävät puolijohdemateriaalit eivät kestä korkeita lämpötiloja, täytyy puolijohdetehokytkimiä jäähdyttää tehokkaasti. Luonnollisesti tehon kasvaessa tähän tarvitaan yhä suurempia jäähdytyslementtejä ja hyvää ilmankiertoa, jotka vaativat tilaa. Vaihtoehtona ovat muut jäähdytystavat, kuten nestejäähdytys tai faasimuutokseen perustuvat jäähdytystavat, jotka ovat puolestaan kalliita ratkaisuja. (Sharar et al. 2010)

Monessa teollisuuden sähkökäytössä tulee tilanteita, joissa taajuusmuuttaja jarruttaa moottoria eli teho kulkee moottorista taajuusmuuttajaan päin. Tällöin energia täytyy joko muuttaa lämmöksi jarruvastuksen avulla tai ottaa talteen esimerkiksi verkkovaihtosuuntaajan avulla. Etenkin suuritehoisissa laitteissa jarruvastuksen käyttäminen ei ole mielekäästä tai mahdollista, koska vaadittava jarruvastus on kallis ja fyysisiltä mitoiltaan suuri.

Verkon pienen impedanssin ja suuren oikosulkuvirran vuoksi verkkovaihtosuuntaajan kanssa täytyy aina käyttää suodatusta, joka yleensä on LCL-suodin. Suodin on usein kookkain ja kallein yksittäinen komponentti taajuusmuuttajassa. Suotimen koko on käytännössä kääntäen verrannollinen kytkentätaajuuteen. Tehon ja etenkin jännitteen kasvaessa yhä suurempi osa IGBT:n häviöistä aiheutuu kytkennöistä. Haluttaessa pitää invertteri kaksitasoisena tulevat fysiikan lait suhteellisen nopeasti vastaan.

Tässä diplomityössä esitetään *interleaving* -menetelmä, jolla voidaan osaltaan vaikuttaa edellä esitettyihin asioihin tehoelektronikassa ja siten myös taajuusmuuttajissa. Menetelmän avulla IGBT:iden tehotehous paranee, ekvivalenttista kytkentätaajuutta saadaan nostettua olennaisesti ja siten pienennettyä LCL-suodinta.

1.1 Työn tavoite ja rajaus

Tässä työssä on tarkoituksena tutkia *interleaving* -menetelmän ominaisuuksia ja ilmiöitä sekä verrata niitä perinteiseen kaksitasoinverteriin. Tavoitteena on teorian tutkimuksen ja simulointien perusteella todeta, onko menetelmän soveltaminen mahdollista ja mielekästä eräissä olemassa olevassa kaupallisessa verkkovaihtosuuntaajassa. Käytännössä simulointien perusteella mitoitetaan tarvittava LCL-suodin ja katsotaan, saavutetaanko menetelmän käytöllä hyötyä tämän hetkiseen ratkaisuun verrattuna. Koska työn painotus on suodatuksen tutkimisessa, jätetään aktiiviset komponentit ja säätö vähälle huomiolle ja keskitytään pääilmiöihin ja passiivikomponentteihin.

Vaikka kyseessä on verkkovaihtosuuntaaja, tutkitaan tämän työn rajoissa vain tehon siirtymistä verkkoon päin, joten tasasuuntauksen teoriaa ja esiteltävän menetelmän vaikutuksia tasasuuntaukseen ei esitellä. Tutkittavassa tapauksessa rinnakkaisia IGBT-moduuleja on kolme rinnan jokaista vaihetta kohden. Ensisijainen tavoite on etsiä ratkaisu, jolla päästään samaan lopputulokseen kuin tämänhetkisellä ratkaisulla.

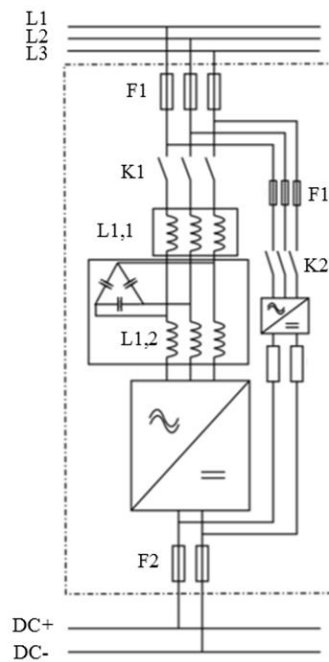
Interleaving -menetelmän hyödyntäminen tehoelektronikassa on kohtalaisen uutta ja monet julkaistut tutkimukset ovatkin enemmän kokeellisia kuin teoriapohjaisia. Tämän tutkimuksen kohdalla ei tehdä suurta poikkeusta, vaan simulointimalleissa iteroimalla haetaan haluttua lopputulosta. Samalla osoitetaan teorian paikkansapitävyyttä ja varmennetaan säätimen toiminta.

2 LIMITELTY VERKKOVAIHTOSUUNTAAJA

Aluksi on oleellista selventää perinteisen invertterin ja *interleaving* -menetelmää hyödyntävän invertterin erot. Koska kyseessä on verkkovaihtosuuntaaja, on sen rakenne ja erityisesti säätö poikkeava tavallisesta taajuusmuuttajasta. Tässä luvussa esitetään ensin verkkovaihtosuuntaajan rakennetta toimintaa ja säätöä, jonka jälkeen *interleaving* -menetelmä esitellään ja sen ominaisuuksia vertaillaan perinteiseen taajuusmuuttajaan. Perinteisen kaksitasoinvertterin teoriaa käsitellään vain niiltä osin, mitä tarvitaan selkeyttämään tai tukemaan esiteltävän *interleaving* -menetelmän teoriaa.

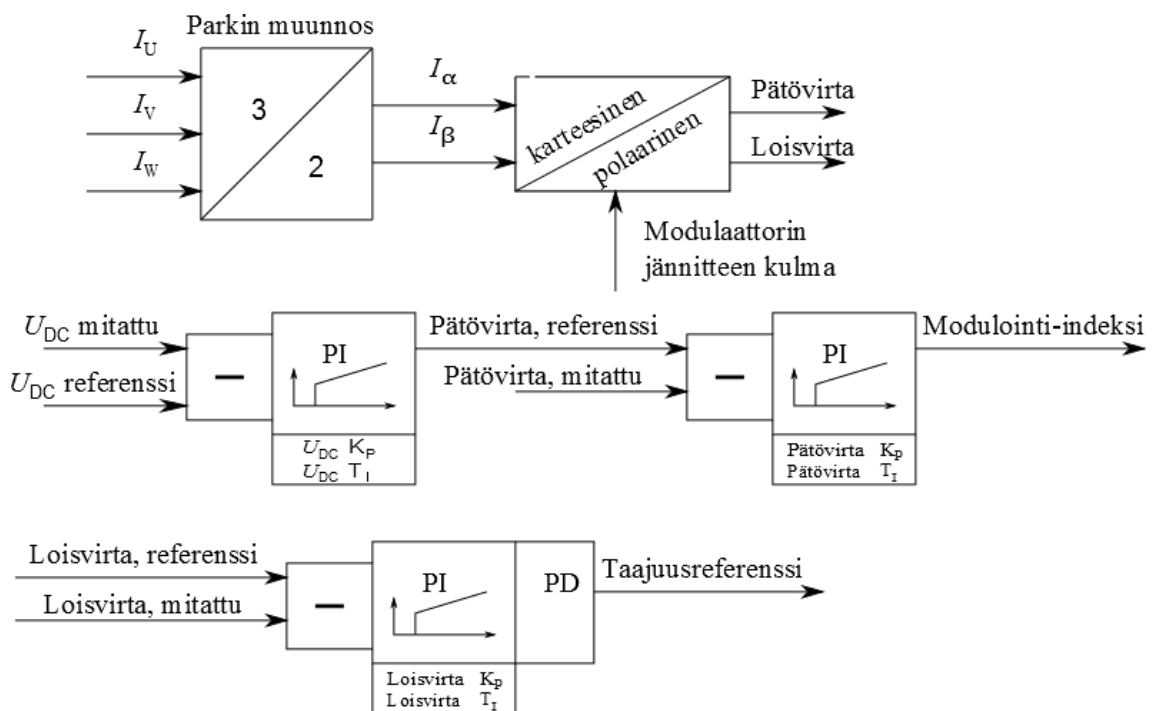
2.1 Verkkovaihtosuuntaaja

AFE (Active Front End) eli verkkovaihtosuuntaaja on verkon ja taajuusmuuttajan välipiirin välille tuleva laite, joka on kaksisuuntainen eli sen läpi voidaan kuljettaa tehoa verkon ja välipiirin välillä molempiin suuntiin. Sillä voidaan korvata laitteen tasasuuntaussilta kokonaan tai käyttää AFE:a vain tehon siirtyessä verkkoon päin. Tässä työssä tutkittavassa sovelluksessa AFE hoitaa tehon siirron molempiin suuntiin. Normaalisti tehon kulkiessa kuormasta laitteeseen päin, syötetään teho jarruvastukselle, jolloin syntyy lämpöä. Kun käytetään AFE:a, jarrutuksesta syntyvä teho syötetään verkkoon. AFE on hyvä sovelluksissa, joissa verkon puolelle tarvitaan pieni kokonaisharmoninen särö. Lisäksi sen avulla voidaan nostaa välipiirin jännitettä aina ylijännitelaukaisurajalle asti. Tässä työssä käytetään 10 %:n jännitteen korotusta. AFE:n rakenne on esitetty kuvassa 1. (Vacon Plc. 2012), (Vacon Plc. 2/2013), (Vacon 10/2013)



Kuva 1. Verkkovaihtosuuntaajan pääpiirikaavio (Vacon 10/2013)

AFE:n rakenteeseen kuuluu kaksisuuntaisen AC-DC piirin lisäksi LCL-suodin ja latauspiiri; suodin pienentämään harmonisisältöä ja latauspiiri nostamaan AFE:n ohjauksyksikön jännitteen. Näiden lisäksi AFE:ssa on omat AC- ja DC-sulakkeensa sekä kontaktori tai katkaisija latauspiiriin sammuttamiseksi. AFE:n periaatteellinen toimintamalli esitetään kuvassa 2.



Kuva 2. Verkkovaihtosuuntaajan periaatteellinen toimintamalli. (Vacon 2012)

Verkkovaihtosuuntaajan säätö vaatii kaksi mittausta; välipiirin jännite sekä vaihevirratt verkon ja verkkovaihtosuuntaajan välistä. Lisäksi tässä työssä mitataan verkon vaihejännitteet, joiden avulla tarkastellaan säätimen toimintaa. Kuten kuvasta 2 voidaan havaita, toimii verkkovaihtosuuntaajan säätö soveltaen avaruusvektoriteoriaa. Siksi vaihevirratt täytyy ensin muuntaa xy_0 - eli $\alpha\beta_0$ -koordinaatistoon Parkin muunnoksen avulla

$$\begin{bmatrix} i_x \\ i_y \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

ja tästä edelleen dq_0 -koordinaatistoon

$$i_d = i_x \cos(\omega t) + i_y \sin(\omega t) \quad (2.2)$$

$$i_q = -i_x \sin(\omega t) + i_y \cos(\omega t), \quad (2.3)$$

joissa alaindeksit x ja y sekä 0 ovat xy_0 -koordinaatiston akseleita, d ja q dq_0 -koordinaatiston akseleita, a , b ja c kolmivaihejärjestelmän vaiheet, θ vaihekulma ja ω sähköinen kulmanopeus (Krause 1995). Kolmivaihejärjestelmän ollessa symmetrinen kumoavat 0 -akselin suuntaiset virrat toisensa, minkä takia koordinaatistoa kutsutaan kaksitasoiseksi. Suora muunnos, jota myös kutsutaan Parkin muunnokseksi, on

$$i_d = \frac{2}{3} \left(i_a \sin(\omega t) + i_b \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \quad (2.4)$$

$$i_q = \frac{2}{3} \left(i_a \cos(\omega t) + i_b \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \quad (2.5)$$

$$i_0 = \frac{1}{3} (i_a + i_b + i_c). \quad (2.6)$$

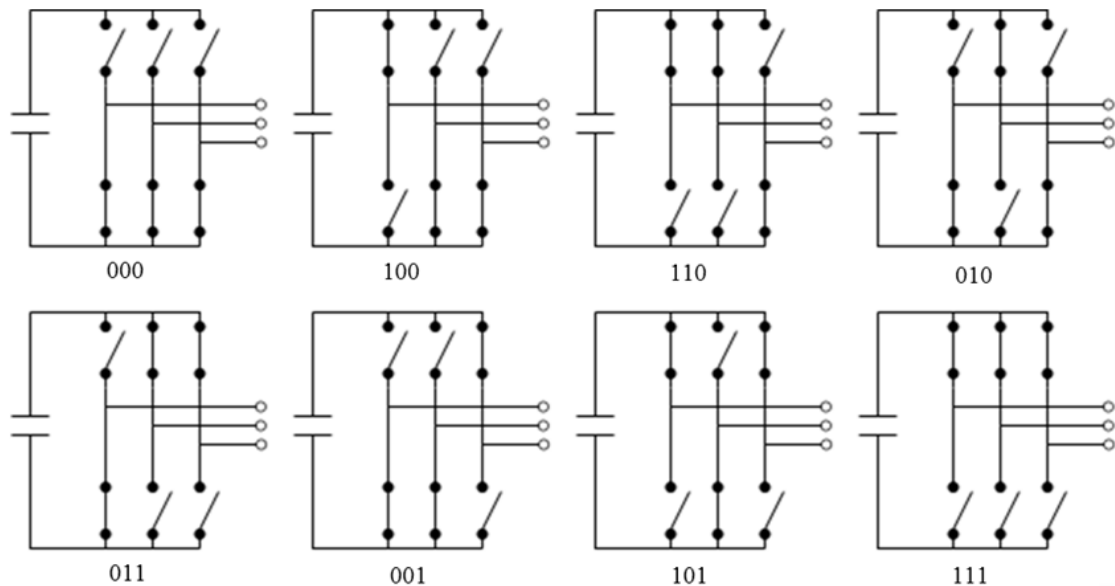
Tämän käyttäminen ei kuitenkaan ole mahdollista, koska sähköinen kulmanopeus ω integroidaan taajuudesta säätimessä q -suuntaisen virran edellisen arvon perusteella.

Välipiirin mitatun jännitteen ja referenssijännitteen erotuksesta saadaan PI-säätimellä pätövirran referenssiarvo. Edelleen pätövirran referenssiarvon ja mitatun arvon erotuksesta saadaan PI-säätimellä modulointi-indeksi. Vastaavasti loisvirran PI-säätimen avulla kompensoidaan loisvirtaa. Koska invertterin täytyy pysyä samassa taajuudessa kuin verkon, lasketaan AFE:n taajuusreferenssiarvo derivoimalla loisvirtasäätimen lähtö.

2.2 Avaruusvektorimodulointi

Tässä diplomityössä käsitellään teoriaa pääasiassa avaruusvektorimoduloinnin avulla, joten on syytä kerrata perusasiat siitä. Joitakin asioita esitetään myös perinteisen sini-kolmio-vertaillun pulssinleveysmoduloinnin avulla, mutta sen teorian käsittely sivuutetaan.

Kaksitasoisen kolmivaiheisen invertterin lähtö muodostuu kuudesta kytkimestä. Koska saman vaiheen ylä- ja alahaaran kytkimet eivät voi olla yhtäaikaaisesti johtamassa, saadaan yhteensä kahdeksan eri kytkentäkombinaatiota, kuva 3. (Keliang ja Danwei 2002)

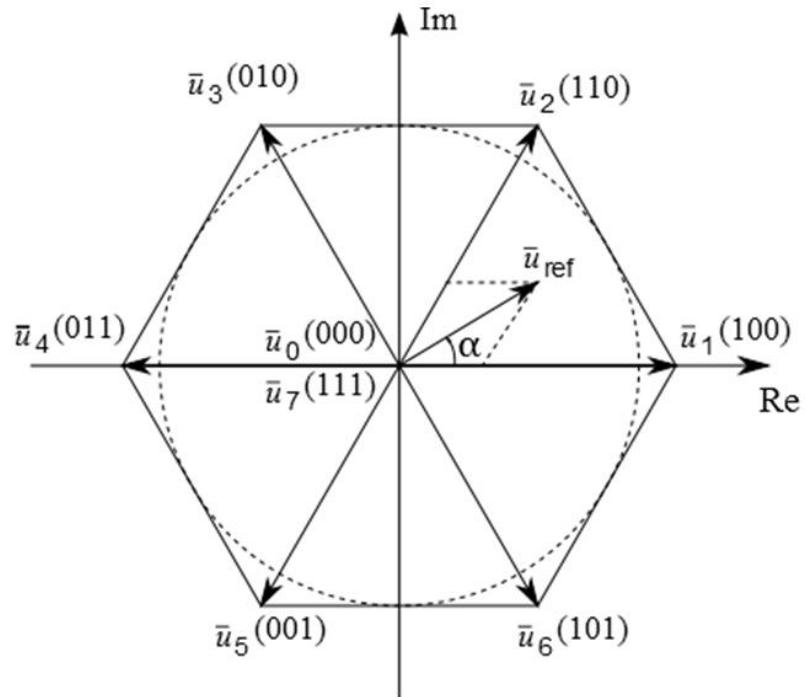


Kuva 3. Kolmivaiheisen kaksitasoinvertterin kytkentäkombinaatiot (Keliang ja Danwei 2002)

Edellä esitettiin, miten koordinaatistomuunnos kaksitasoiseksi tehdään virralle, yhtälöt (2.1)–(2.6). Sama yhtälö pätee myös jännitteelle. Kun kuvan 3 kytkentäkombinaatiot otetaan huomioon, saadaan avaruusvektoreiksi

$$\vec{u}_k = \begin{cases} \frac{2}{3} U_{DC} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}}, & \text{kun } k = 1, 2, 3, 4, 5, 6 \\ 0, & \text{kun } k = 0, 7 \end{cases} \quad (2.7)$$

\vec{u}_0 ja \vec{u}_7 ovat niin sanottuja nollavektoreita. Niiden amplitudi on nolla ja ne sijaitsevat muiden avaruusvektoreiden muodostaman kuusikulmion keskustassa, kuva 4. (Phuong 2012), (Hendawi et al. 2010), (Iqbal 2006)



Kuva 4. Avaruusvektorit kaksitasoisessa kolmivaiheisessa inverterissä.

Lähdön vaihe- ja pääjännitteet saadaan muodostettua kolmivaiheisen symmetrisyyden perusteella.

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = U_{DC} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_3 \\ S_5 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

valitaan kuorman nollakohta, jolloin saadaan

$$\begin{cases} U_{a0} = U_{an} + U_{n0} \\ U_{b0} = U_{bn} + U_{n0} \\ U_{c0} = U_{cn} + U_{n0} \\ U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \end{cases} \quad (2.9)$$

Yhdistämällä nämä yhtälöt saadaan vaihejännitteiksi

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_3 \\ S_5 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Yhtälöissä S tarkoittaa ylähaaran kytkimen tilaa. (Wu 2006) Lasketaan vielä auki vaihe- ja pääjännitteet taulukkoon 1.

Taulukko 1. Käytetyn vektorimoduloinnin vaihe- ja pääjännitteet eri kytkennöillä

Jännitevektori	Kytkenät			Vaihejännitteet			Pääjännitteet		
	a	b	c	U_{an}	U_{bn}	U_{cn}	U_{ab}	U_{bc}	U_{ca}
u_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
u_1	1	0	0	$\frac{2U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	U_{DC}	0	$-U_{DC}$
u_2	1	1	0	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{2U_{DC}}{3}$	0	U_{DC}	$-U_{DC}$
u_3	0	1	0	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{2U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$-U_{DC}$	U_{DC}	0
u_4	0	1	1	$-\frac{2U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$-U_{DC}$	0	U_{DC}
u_5	0	0	1	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{2U_{DC}}{3}$	0	$-U_{DC}$	U_{DC}
u_6	1	0	1	$\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{2U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	U_{DC}	$-U_{DC}$	0
u_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Sama voidaan johtaa myös $\alpha\beta$ -tasossa.

$$\vec{U}_{ref} = U_\alpha + jU_\beta = \frac{2}{3}(U_a + U_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + U_c e^{-j\frac{\pi}{3}}) \quad (2.11)$$

$$U_\alpha + jU_\beta = \frac{2}{3} \left((U_a + U_b \cos(\frac{2\pi}{3}) + U_c \cos(\frac{2\pi}{3})) + j \frac{2}{3} ((U_b \sin(\frac{2\pi}{3}) - U_c \cos(\frac{2\pi}{3}))) \right) \quad (2.12)$$

Kun jaetaan yhtälö reaaliseen ja imaginääriseen osaan, saadaan

$$U_\alpha = \frac{2}{3} \left((U_a + U_b \cos(\frac{2\pi}{3}) + U_c \cos(\frac{2\pi}{3})) \right) \quad (2.13)$$

$$U_\beta = \frac{2}{3} ((U_b \sin(\frac{2\pi}{3}) - U_c \cos(\frac{2\pi}{3}))) \quad (2.14)$$

Matriisimuodossa

$$\vec{U}_{ref} = \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Listataan vielä $\alpha\beta$ -tason jännitteet taulukkoon 2.

Taulukko 2. $\alpha\beta$ -tason jännitteet eri kytkentäkombinaatioilla.

Jännitevektori	a	b	c	U_α	U_β	vektori
\mathbf{u}_0	0	0	0	0	0	0
\mathbf{u}_1	1	0	0	$\frac{2U_{DC}}{3}$	0	\mathbf{u}_{0°
\mathbf{u}_2	1	1	0	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$	\mathbf{u}_{60°
\mathbf{u}_3	0	1	0	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$	\mathbf{u}_{120°
\mathbf{u}_4	0	1	1	$\frac{2U_{DC}}{3}$	0	\mathbf{u}_{180°
\mathbf{u}_5	0	0	1	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$	\mathbf{u}_{240°
\mathbf{u}_6	1	0	1	$\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}}$	\mathbf{u}_{300°
\mathbf{u}_7	1	1	1	0	0	0

2.2.1 Modulointi-indeksi

Modulointi-indeksi esitetään avaruusvektorimoduloinnissa referenssijännitevektorin pituuden suhteella maksimipituiseen jännitevektoriin

$$M = \frac{\vec{u}_{\text{ref}}}{\vec{u}_{\text{max-sixstep}}}. \quad (2.16)$$

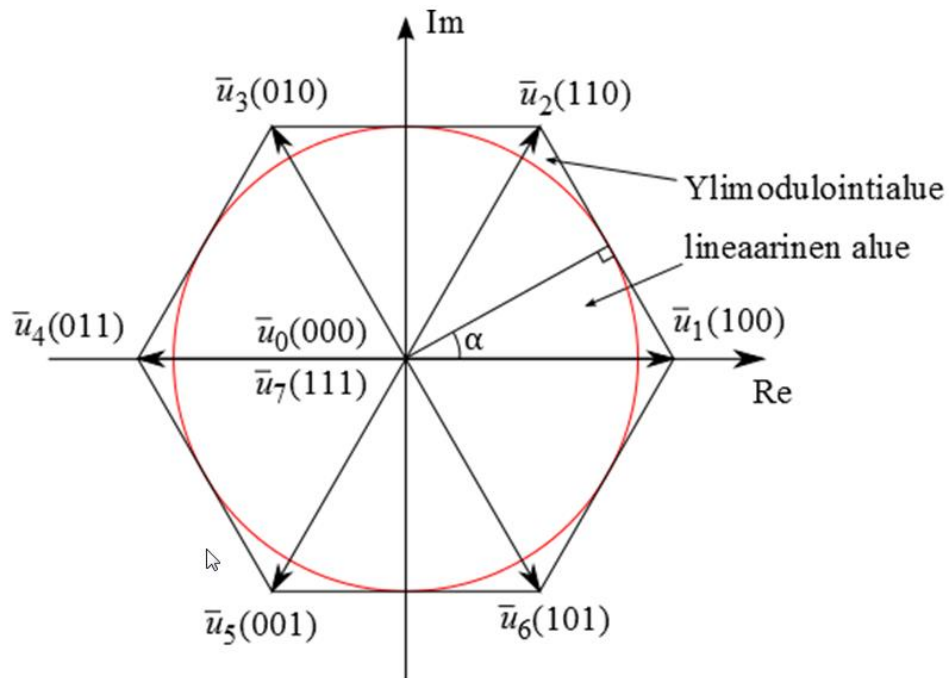
Referenssijännitevektorin pituus on kuusikulmion sisään piirretyn ympyrän säde. Suurimman arvon se saa siten silloin, kun kuusikulmion reuna on ympyrän trajektorii eli

$$\vec{u}_{\text{ref,max}} = \frac{2}{3}U_{DC} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right). \quad (2.17)$$

Näin saadaan lineaarialueen suurimmaksi modulointi-indeksiksi

$$M_{\text{max}} = \frac{2/3U_{DC} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right)}{2U_{DC}/\pi} = 0,907.$$

Edellä esitettiin, että suurimmat mahdolliset jännitevektorit ovat kuusikulmion kulmien etäisyys origosta. Kun siirrytään kehän ja kuusikulmion väliin, puhutaan ylimoduloinnista, kuva 5. Vastaavasti siirryttäessä origoon päin puhutaan lineaarisesta alueesta. Ylimodulointi jaetaan usein kahteen osaan. Eroavaisuutena näissä alueissa on kytkentäajat. Tämä on huomioitu säätimessä. Limittelyn kannalta kytkentäaika-erojen tarkastelu ylimodulointialueilla ei ole tarpeellista tämän työn puitteissa.



Kuva 5. Kolmivaiheisen kaksitasoisen invertterin jännitevektorit ja modulointialueet.

Ylimodulointi suoritetaan tässä työssä geometrian avulla. Suurin sallittu jännitevektori skaalataan kuusikulmion reunoille. Tällaisesta menetelmästä käytetään nimeä *holding angle* eli pitokulma. Ylimoduloinnissa myös kytkentäajat vaihtuvat. Kytkentäajat ovat moduloinnissa olennainen asia, mutta ylimoduloinnin kytkentäaikojen tarkastelu ei ole limittelyn kannalta oleellista. Lineaarisen alueen kytkentäajat esitetään kappaleen 2.2.2 lopussa. (Wu 2006), (Iqbal 2006), (Holmes ja Lipo 2003), (Phuong 2012)

2.2.2 Sektorit ja optimikäntö

Aluksi täytyy päättää sektorijako, jotta oikeat kytkennät tapahtuvat oikeina hetkinä ja oikeassa järjestyksessä. Loogista onkin nimetä vektorit taulukon 3 mukaisesti.

Taulukko 3. Avaruusvektorimoduloinnin sektoreita vastaavat kulmat asteina.

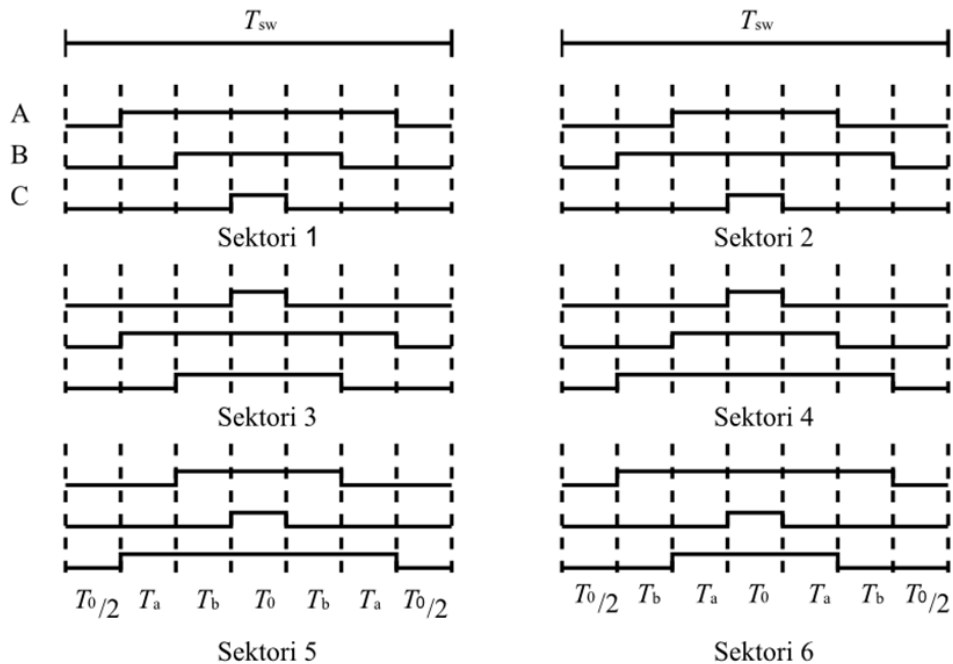
Sektori	Asteet
1	$0^\circ < \theta \leq 60^\circ$
2	$60^\circ < \theta \leq 120^\circ$
3	$120^\circ < \theta \leq 180^\circ$
4	$180^\circ < \theta \leq 240^\circ$
5	$240^\circ < \theta \leq 300^\circ$
6	$300^\circ < \theta \leq 360^\circ$

Optimoimalla kytkennät saadaan jokaisen IGBT:n kytkentätaajuus mahdollisimman pieneksi. Tapoja toteuttaa optimikäntölogiikka on useita. Jotta saadaan minimoitua kytkentähäviöt, käytetään vain kahta aktiivista vektoria ja molempia nollavektoreita jokaisessa sektorissa. Tämä saavutetaan, kun jokainen kytkentäjakso alkaa ja loppuu nollavektoriin. Lisäksi siirtyminen tilasta toiseen saa sisältää vain kahden kytkimen kääntymisen ja referenssi-jännitevektorin siirtyminen sektorista toiseen ei vaadi yhtään tai mahdollisimman vähän kytkentöjä. Kun nämä ehdot täyttyvät, saadaan seitsemän segmentin sekvenssi. Esitetään tässä työssä käytettävät kytkentäsekvenssit, taulukko 4. (Holmes ja Lipo 2003), (Wu 2006)

Taulukko 4. Säätimessä käytettävät kytkentäsekvenssit sektoreittain.

Sektori	Kytkenäsekvenssi						
1	$\vec{u}_0[000]$	$\vec{u}_1[100]$	$\vec{u}_2[110]$	$\vec{u}_7[111]$	$\vec{u}_2[110]$	$\vec{u}_1[100]$	$\vec{u}_0[000]$
2	$\vec{u}_0[000]$	$\vec{u}_3[010]$	$\vec{u}_2[110]$	$\vec{u}_7[111]$	$\vec{u}_2[110]$	$\vec{u}_3[010]$	$\vec{u}_0[000]$
3	$\vec{u}_0[000]$	$\vec{u}_3[010]$	$\vec{u}_4[011]$	$\vec{u}_7[111]$	$\vec{u}_4[011]$	$\vec{u}_3[010]$	$\vec{u}_0[000]$
4	$\vec{u}_0[000]$	$\vec{u}_5[001]$	$\vec{u}_4[011]$	$\vec{u}_7[111]$	$\vec{u}_4[011]$	$\vec{u}_5[001]$	$\vec{u}_0[000]$
5	$\vec{u}_0[000]$	$\vec{u}_5[001]$	$\vec{u}_6[101]$	$\vec{u}_7[111]$	$\vec{u}_6[101]$	$\vec{u}_5[001]$	$\vec{u}_0[000]$
6	$\vec{u}_0[000]$	$\vec{u}_1[100]$	$\vec{u}_6[101]$	$\vec{u}_7[111]$	$\vec{u}_6[101]$	$\vec{u}_1[100]$	$\vec{u}_0[000]$

Esitetään taulukon 4 mukaiset kytkentäsekvenssit vielä graafisessa muodossa kuvassa 6.



Kuva 6. Käytettävät kytkentäsekvenssit.

Esitetään vielä lyhyesti kytkentäajat lineaarisella alueella. Vaikka ylimodulointi on säätiössä sallittuna, ei sitä verkkovaihtosuuntaajassa juuri käytetä. Määritellään taulukon muuttujat. Koska samat jännitevektorit toistuvat kaksi kertaa kytkennän aikana, saadaan

$$T_{\text{sw}} = 2T_{\text{sub}} = \frac{1}{f_{\text{sw}}}, \quad (2.18)$$

missä T_{sw} on kytkentäjakso, f_{sw} kytkentätaajuus ja T_{sub} aika, joka sisältää kaksi aktiivista jännitevektoria ja kaksi puolikasta nollavektoria. Lineaarisen alueen kytkentäajat sektoreittain on listattuna taulukossa 5. Muuttuja M on modulointi-indeksi, yhtälö (2.16).

Taulukko 5. Lineaarisen alueen kytkentäajat kolmivaiheisessa kaksitasoisessa inverterissä.

1	$0^\circ < \theta \leq \frac{\pi}{3}$	\vec{u}_1	$T_a = \frac{\sqrt{3}}{2} MT_{\text{sub}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$
		\vec{u}_2	$T_b = \frac{\sqrt{3}}{2} MT_{\text{sub}} \sin(\theta)$
2	$\frac{\pi}{3} < \theta \leq \frac{2\pi}{3}$	\vec{u}_2	$T_a = \frac{\sqrt{3}}{2} MT_{\text{sub}} \sin\left(\frac{2\pi}{3} - \theta\right)$
		\vec{u}_3	$T_b = \frac{\sqrt{3}}{2} MT_{\text{sub}} \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)$
3	$\frac{2\pi}{3} < \theta \leq \pi$	\vec{u}_3	$T_a = \frac{\sqrt{3}}{2} MT_{\text{sub}} \sin(\pi - \theta)$
		\vec{u}_4	$T_b = \frac{\sqrt{3}}{2} MT_{\text{sub}} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$
4	$\frac{\pi}{2} < \theta \leq \frac{4\pi}{3}$	\vec{u}_4	$T_a = \frac{\sqrt{3}}{2} MT_{\text{sub}} \sin\left(\frac{4\pi}{3} - \theta\right)$
		\vec{u}_5	$T_b = \frac{\sqrt{3}}{2} MT_{\text{sub}} \sin(\theta - \pi)$
5	$\frac{4\pi}{3} < \theta \leq \frac{5\pi}{3}$	\vec{u}_5	$T_a = \frac{\sqrt{3}}{2} MT_{\text{sub}} \sin\left(\frac{5\pi}{3} - \theta\right)$
		\vec{u}_6	$T_b = \frac{\sqrt{3}}{2} MT_{\text{sub}} \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)$
6	$\frac{5\pi}{3} < \theta \leq 2\pi$	\vec{u}_6	$T_a = \frac{\sqrt{3}}{2} MT_{\text{sub}} \sin(2\pi - \theta)$
		\vec{u}_1	$T_b = \frac{\sqrt{3}}{2} MT_{\text{sub}} \sin\left(\theta - \frac{5\pi}{3}\right)$

Aktiivisten vektorien lisäksi määritellään lisäksi nollavektorien ajat. Kuvan 6 ja yhtälön (2.18) perusteella T_{sub} sisältää ajat T_a , T_b ja kaksi kertaa $T_0/2$. Näin ollen nollavektorien ajat ovat

$$T_0 = T_7 = \frac{1}{2}(T_{\text{sub}} - T_a - T_b). \quad (2.19)$$

2.3 Limittely eli interleaving

Interleaving:lla tarkoitetaan kahden tai useamman rinnakkaisen komponentin tai laitteen limittäistä toimintaa. Limittäisyys on tässä tapauksessa sitä, että rinnakkaiset komponentit tai laitteet johtavat vuorotellen tai vain osittain samaan aikaan. Menetelmä on tunnetumpi tietotekniikassa, jossa datansiirtoa voidaan oleellisesti nopeuttaa jakamalla datapaketit useammalle siirtotielle, mikä kasvattaa kaistanleveyttä. Esimerkiksi supernopeat SSD-massamuistit, Solid-State Drive, käyttävät *interleaving*:a hyödykseen (Cagdas ja Bruce 2009). Suora käännös menetelmälle olisi lomittainen tai limittäinen (lomittelu tai limittely), mutta kirjallisuudessa tai julkaisuissa ei ole esitetty vielä virallista suomenkielistä termiä kyseiselle tekniikalle ainakaan invertterikäytöissä. Käytetään tässä työssä jatkossa nimitystä limittely.

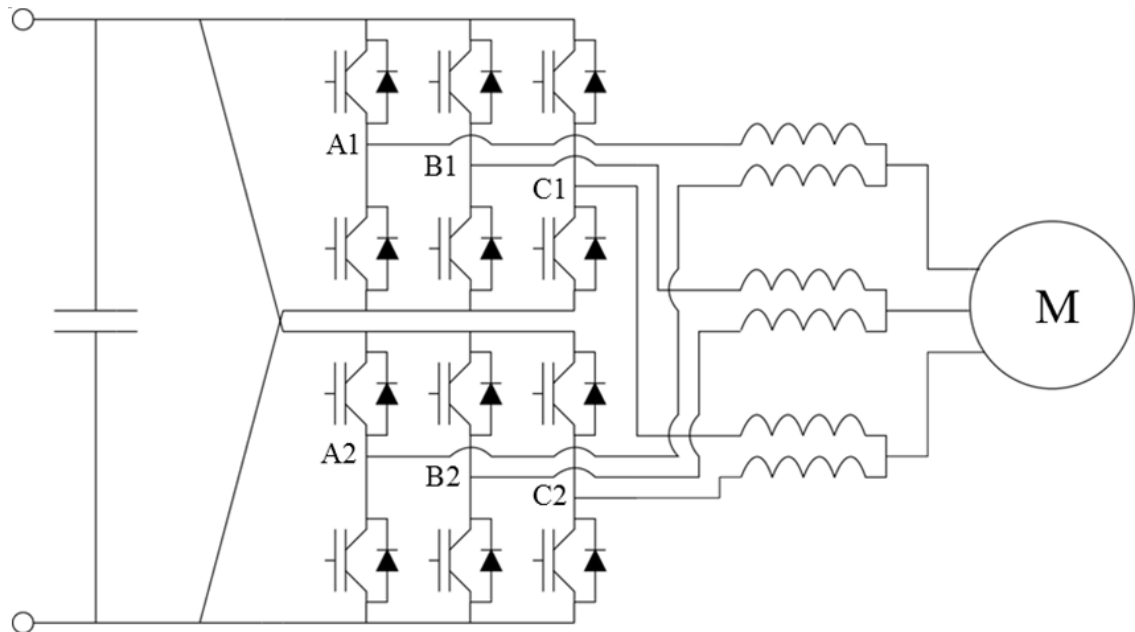
Tehoelektroniikan tutkimuksia, joissa käsitellään limittelymenetelmää, on kohtalaisen vähän ja ne ovat vain muutamien vuosien takaa. Esimerkiksi yksi menetelmää hyödyntävän DC-DC -konvertterin topologialle haettiin patenttia vuonna 2004 (Batarseh et al. 2004). Erittäin mielenkiintoinen käyttökohde on CERN:in käyttämä 60 MW:n DC-DC konvertteri, joka syöttää hiukkaskiihdyttimen päämagneetteja. Tässä sovelluksessa on lisäksi käytössä tässä diplomityössä tutkittava solujen välinen muuntaja (*InterCell Transformer, ICT*). (Peron et al. 2009)

Taajuusmuuttajissa limittelyllä tarkoitetaan rinnankytkentätekniikkaa, jossa yksi konvertterin tai invertterin kanavista on korvattu n :llä kappaleella pienempiä kanavia siten, että niiden kytkentähetket ovat vaihesiirrossa keskenään (Abusara ja Sharkh 2013). Kuten edellä mainittiin, on limittelyä myös se, jos n -kappaletta taajuusmuuttajia on kytketty rinnan yhtä sähkökonetta kohden. Luonnollisesti tässäkin tapauksessa eri taajuusmuuttajien ohjauksessa täytyy olla vaihesiirtoa, jotta järjestelmä on limitelty (Asiminoaei et al. 2008).

Tehoelektronikassa limittelyllä saavutetaan monenlaisia etuja, mutta sen käyttäminen asettaa myös haasteita. Seuraavaksi esitetään, mitä limittelyllä tarkkaan ottaen tarkoitetaan invertterikäytössä. Aloitetaan yksinkertaisesta kahden rinnankytketyn IGBT-moduulin tapauksesta ja esitetään sitten asioita myös n -kappaleen limittelyissä.

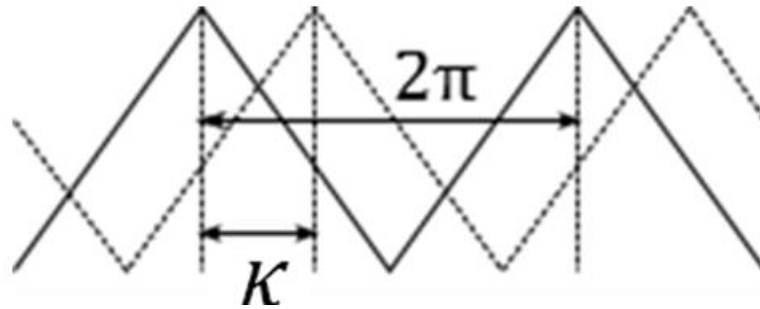
2.3.1 2 rinnakkaista moduulia

Tarkastellaan ensimmäiseksi yksinkertaisinta tapausta eli tilannetta, jossa invertterin jokaista lähtövaihetta kohden on kaksi rinnankytkettyä IGBT-siltaa. Kuvassa 7 on esitetty invertteri, jossa tulopuolella on DC-välipiiri ja lähdön kuormana moottori. Tilanne ei eroa vaihtosuuntauskomponenttien osalta mitenkään perinteisestä tavasta, mutta ohjaus ja limittelyn aiheuttamat ilmiöt vaativat lisäkomponentteja.

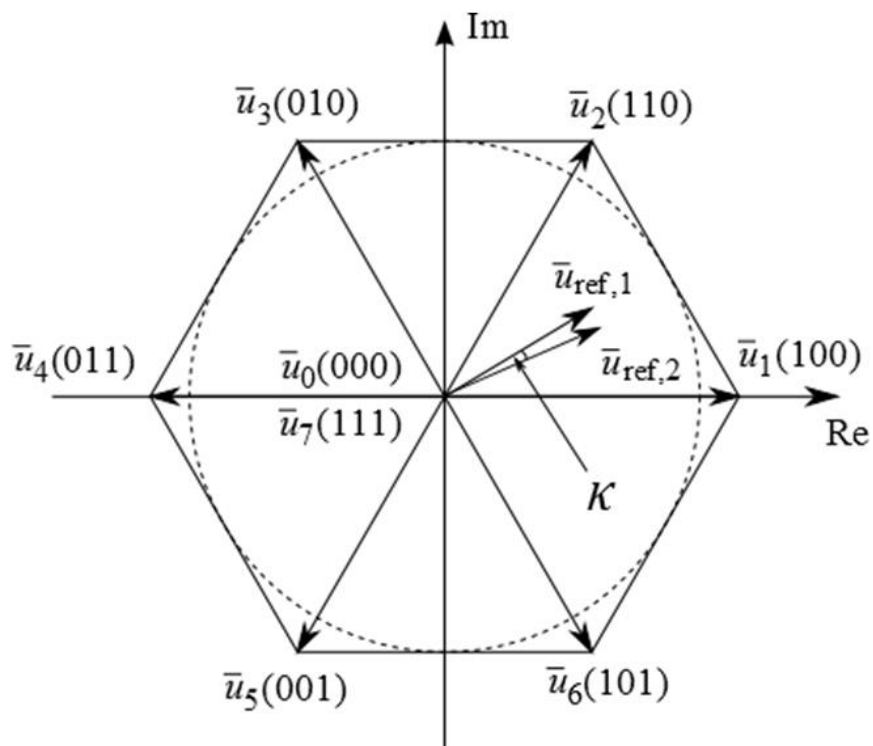


Kuva 7. Kaksitasoinen kahden rinnakkaisen kanavan limitelty invertteri.

Merkittävin eroavaisuus tavalliseen kaksitasoiseen, kahden moduulin rinnankytkentäiseen topologiaan, tulee ohjauksesta. Tarkastellaan PWM:ää, Pulse-Width Modulation, eli pulssinleveysmodulointia sekä perinteisen sini-kolmio-vertailun avulla että avaruusvektorimoduloinnin avulla. Nyt ohjattavia IGBT-siltoja on kaksi jokaista vaihetta kohden, joten tarvitaan kaksi ohjaussignaalia. Kuvissa 8 ja 9 esitetään limittelykulma K , joka on siis ohjaussignaalien välinen vaihesiirto.



Kuva 8. Limittelykulma perinteisessä sini-kolmio-vertaillussa pulssinleveysmoduloinnissa. (Zhang et al. 2010)



Kuva 9. Limittelykulma avaruusvektoripulssinleveysmoduloinnissa. (Xing et al. 1999)

Kuvassa 9 limittelykulma on referenssivektorien vaihesiirto vastaavalla tavalla kuin kuvassa 8 referenssiaallon vaihesiirto. Limittelykulma on aina välillä $0 \dots 2\pi$. Kulma 0 vastaa tavallista rinnankytkentää, jossa IGBT-siltojen ohjaussignaalit ovat samassa kulmassa keskenään, joten kytkennät tapahtuisivat ideaalisessa tapauksessa samanaikaisesti. Kulma π tai tarkemmin $2\pi/p$ voi eliminoida kaikki m :nnen kertaluvun harmoniset, kun m ei ole p :n monikerta (Beechner ja Sun 2009), mutta aiheuttaa samalla suurimman virran väreen. Muuttuja p tarkoittaa limiteltyjen kanavien lukumäärää ja m harmonisen järjestysnumero. Harmonissisältöä limittelyssä tarkastellaan tarkemmin kappaleessa 2.4.

Optimaalisen limittelykulman saavuttaminen on monen osatekijän summa. Esimerkiksi Zhang et al. ovat tutkineet limityskulman vaikutusta kiertovirtoihin, kokonaisharmoniseen säröön, Total Harmonic Distortion, THD sekä sähkömagneettisiin häiriöihin, ElectroMagnetic Interference, EMI. Lisäksi heidän tutkimuksessaan käsiteltiin muiden muassa modulointi-indeksin ja lähtöpuolen LC-komponenttien sekä limityskulman keskinäisvaikutuksia (Zhang et al. 2010). Nämä ovat vain osa limittelyn mukana tulevista haasteista, joita tutkitaan tarkemmin seuraavissa kappaleissa.

2.3.2 Virran väre

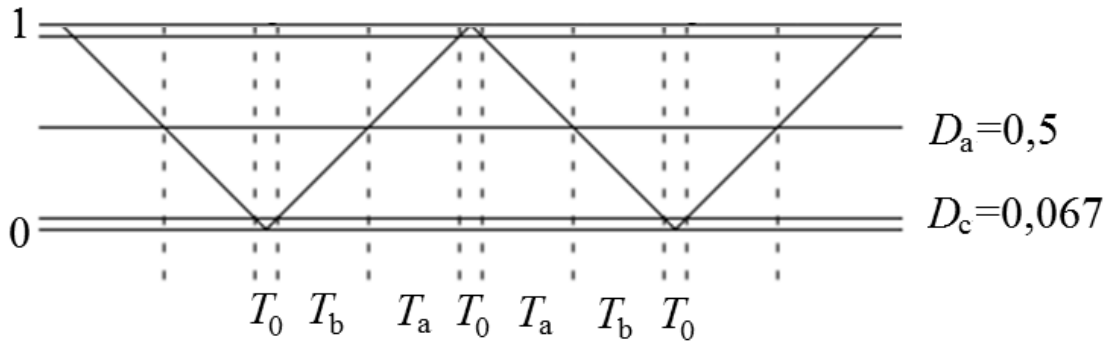
Mikäli jokaisen limitellyn kanavan nimellinen teho on sama eli $1/p$ -osa kokonaistehosta, on sini-kolmiovertailun siniaalto eli referenssiarvo myös sama. Carrier eli kolmioaalto on kuitenkin jokaisella oma, ja kuten sanottua ovat ne yleensä $2\pi/p$ vaihesiirrossa keskenään. Siten käytännössä osa virran väreestä kumoutuu resiprookkisesti, joten virran kokonaisväre on itse asiassa jopa hieman tavallista 2-tasoinvertteriä pienempi. Virran väreen suuruus voidaan määrittää jokaiselle kytkentätilalle erikseen. Jännitteiden suuruudet eri kytkentätilanteissa on laskettu taulukkoon 1, josta saadaan suoraan virran väreen suuruudet laskettua taulukkoon 6, kun tiedetään vaihekalan induktanssi. (Betten 2005), (Asiminoaei et al. 2008)

Taulukko 6. Yksittäisen invertterin aiheuttama virran väre (Asiminoaei et al. 2008)

Tila	Virran väre
000, 111	$\Delta i = \frac{U_{an}\Delta t}{L_F}$
001, 010	$\Delta i = \frac{(\frac{3U_{an}}{2} + \frac{U_{DC}}{2})\Delta t}{\frac{3L_F}{2}}$
011	$\Delta i = \frac{(\frac{3U_{an}}{2} + U_{DC})\Delta t}{\frac{3L_F}{2}}$
100	$\Delta i = \frac{(\frac{3U_{an}}{2} - U_{DC})\Delta t}{\frac{3L_F}{2}}$
101, 110	$\Delta i = \frac{(\frac{3U_{an}}{2} - \frac{U_{DC}}{2})\Delta t}{\frac{3L_F}{2}}$

Taulukossa 6 käytetyt muuttujat ovat: Δi virran väreen amplitudi, U_{an} invertterin lähdön vaihejännitteen hetkellisarvo, U_{DC} välipiirin jännite Δt kytkentätilan kesto ja L_F vaihekelan induktanssi.

Kun otetaan huomioon, että suurin virran väre esiintyy voltage-zero crossingin aikana eli kytkennän tapahtuessa vaihejännitteen hetkellisarvon ollessa 0 V, voidaan sen suuruus laskea edellisen taulukon arvojen perusteella. Samalla nähdään, mitkä kytkentätilanteista ovat vallitsevina virran väreen kannalta. Tarkastellaan yhtä kytkentäjaksota, jossa virran väre on mahdollisimman suuri, kuva 10. Esimerkissä tarkasteltava on taulukossa 3 määritelty sektori 4, joten käytettävät jännitevektorit ovat taulukon 4 perusteella u_0 u_4 u_5 ja u_7 .



Kuva 10. Yhden invertterin kytkennät ja kytkentäajat tilanteessa, jossa virran väre on suurimmillaan. (Asiminoaei et al. 2008)

Kuvassa D_a tarkoittaa a-vaiheen pulssisuhdetta, mikä on nollan ylityksen aikana 0,5 ja D_c c-vaiheen pulssisuhdetta. Kuvan tapauksessa eri vektorien ajat ovat siis yhtälöiden (2.18) ja (2.19) mukaan $T_0 = 0,067 \times T_{sw}$ ja $T_a = T_b = 0,2165 \times T_{sw}$. Lasketaan taulukon 6 yhtälöistä virran väre tässä kyseisessä tilassa. Tulokset on esitetty kytkentätiloittain taulukossa 7.

Taulukko 7. Virran väre vaihejännitteen nollan ylityksessä.

Tila	Virran väre
110	$\Delta i = \frac{(\frac{3U_{an}}{2} - \frac{U_{DC}}{2})\Delta t}{\frac{3L_F}{2}} \Big _{U_{an}=0} = -\frac{U_{DC}\Delta t}{3L_F}$
010	$\Delta i = \frac{(\frac{3U_{an}}{2} + \frac{U_{DC}}{2})\Delta t}{\frac{3L_F}{2}} \Big _{U_{an}=0} = \frac{U_{DC}\Delta t}{3L_F}$
000, 111	$\Delta i = \frac{U_{an}\Delta t}{L_F} \Big _{U_{an}=0} = 0$

Aiemmin mainittiin, että limitellyssä järjestelmässä virran väre kumoutuu osin resiprookkisesti. Edellä esitetyllä tavalla voidaan laskea virran väreen suuruus missä tahansa tilanteessa, kun tiedetään edellisen esimerkin lisäksi, montaako rinnakkaista kanavaa käytetään ja mikä on limittelykulma. (Asiminoaei et al. 2008)

Tässä työssä virran väre lasketaan taajuusspektristä huomioimalla suurimmat amplitudit.

$$I_{\text{ripple}} = \frac{I_{n,\text{max}}}{I_1} \times 100\%, \quad (2.20)$$

missä $I_{n,\text{max}}$ on amplitudiltaan suurimman harmonisen tehollisarvo ja I_1 perusaallon tehollisarvo. Virran väre voidaan laskea yhtä hyvin huippuarvoista. (Porubszky 1985)

2.3.3 Kiertovirrat

Tasapainotetuissa 3-vaihejärjestelmissä säätö on yleensä toteutettu pyörivään koordinaatistoon digitaalisen säätimen avulla. Tällaisissa järjestelmissä d- ja q-komponentteja säädetään pyörivänä kehänä, jonka kulmanopeutena on modulointitaajuus. Kun kolmivaihejärjestelmiä kytketään rinnakkain voi virta kulkea moduulista tai laitteesta toiseen, kun kytkennät tapahtuvat eriaikaisesti ja siten käytettävä vektori on myös eri. Tällaista virtaa, joka kulkee suoraan kanavasta toiseen kulkematta kuormalle ollenkaan, kutsutaan kiertovirraksi. Perinteisesti kytkennät on pyritty saamaan mahdollisimman samanaikaisiksi, jotta kiertovirtoja ei tapahdu. Limitellyssä järjestelmässä kytkennät on tehty tietoisesti eriaikaisesti, joten kiertovirtoja

esiintyy. Perinteinen säädin ei pysty kompensoimaan tällaisia virtoja, koska se on yhteismuotoista häiriötä. (Xing et al. 1999)

Kiertovirtoja esiintyy lähes kaikilla kytkentäkombinaatioilla, mutta pahimmat tapaukset ovat ne, joissa toisen moduulin kaikki kytkimet ovat DC- -jännitteessä, tila 000, ja toisen DC+ -jännitteessä, tila 111. Tällöin 0-sekvenssin virta kiertää moduulista toiseen. Tässä tilanteessa niin sanottu läpilyöntivirta lataa ja purkaa suotimen saman vaiheen keloja yhtäaikaaisesti. Tämä on puhtaasti 0-sekvenssin virtaa, eikä sitä siten pysty kompensoimaan tavallisella SVPWM:llä. Matemaattisesti ilmaistuna Parkin muunnos, yhtälö (2.1), on nyt muotoa

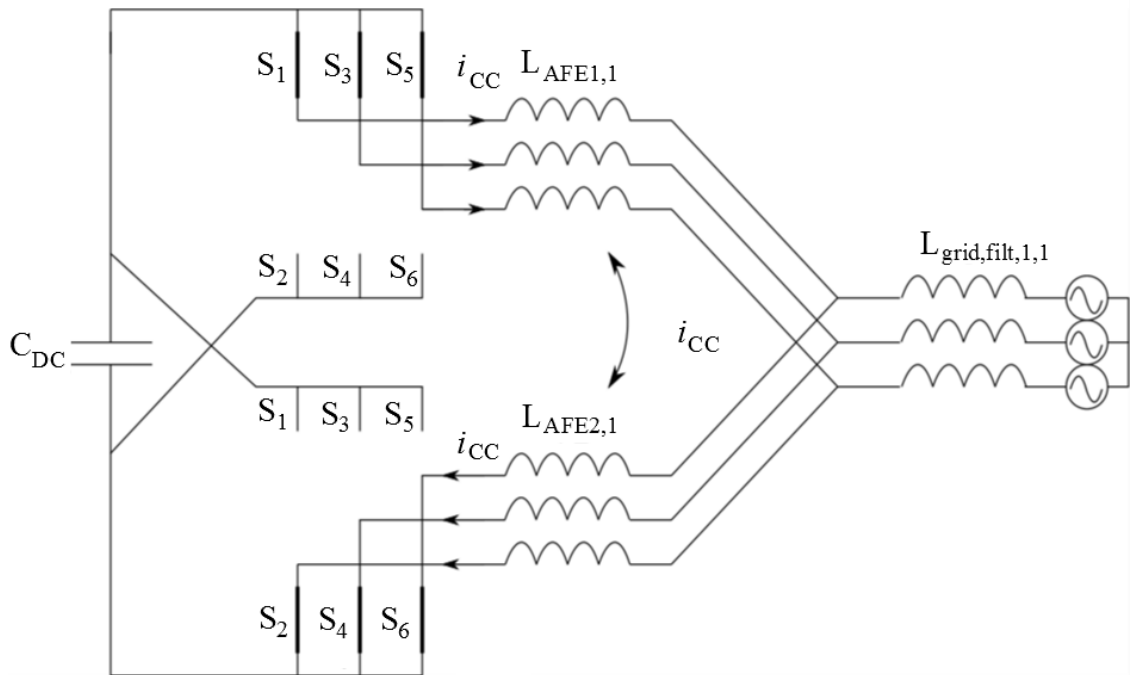
$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a + \Delta i_0 \\ i_b + \Delta i_0 \\ i_c + \Delta i_0 \end{bmatrix}. \quad (2.21)$$

0-sekvenssin virta määräytyy

$$\Delta i_0 = \frac{U_{DC}}{2L} \Delta t, \quad (2.22)$$

missä U_{dc} on välipiirin kondensaattorin jännite, L kelojen L_{AFE1} ja L_{AFE2} yhteenlaskettu induktanssi, kuva 11, ja Δt yhtäaikaisten nollavektorien pituus. Kun molemmat moduulit eivät aja nollavektoria, näkyy osa virrasta d- ja q-akseleilla, jonka perinteinen säädin pystyy erottamaan ja siten kompensoimaan.

Kuvassa 11 esitetään tilanne, jossa ylempi IGBT-moduuli käyttää nollavektoria \mathbf{u}_7 (111) ja alempi nollavektoria \mathbf{u}_0 (000). Tällöin suurin osa virrasta, kiertovirta i_{CC} (cross-current) kiertää suoraan DC+:sta DC:-een.

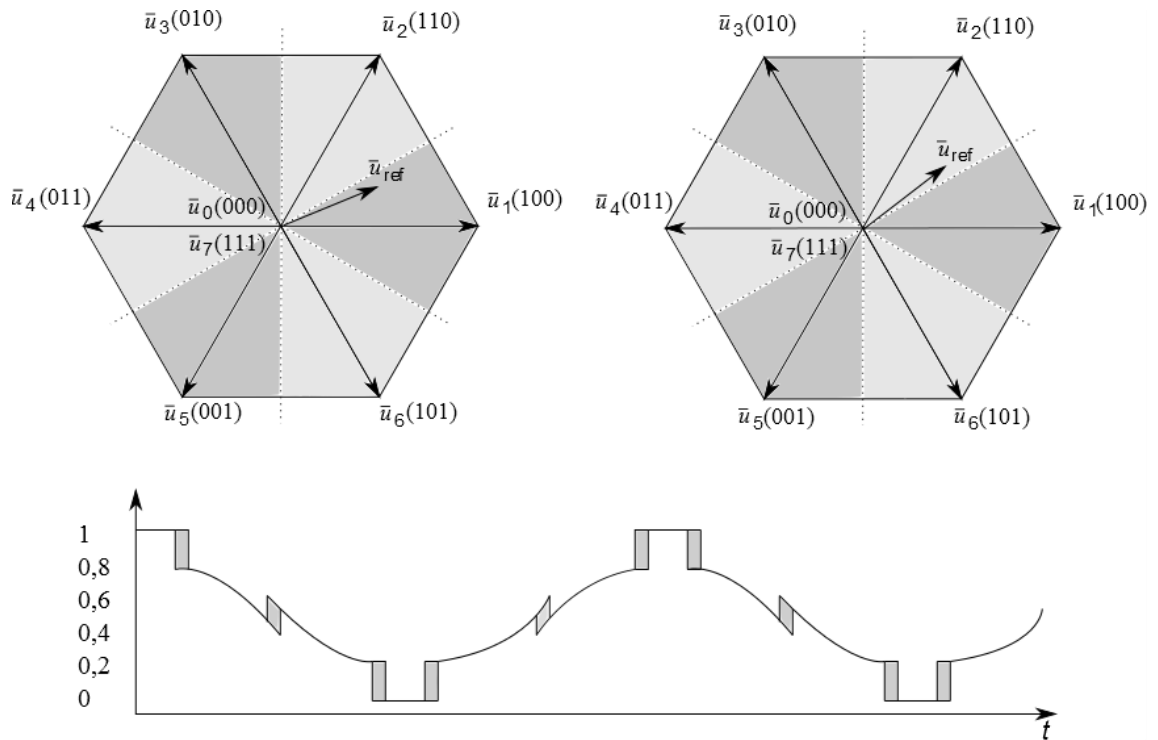


Kuva 11. Kaksitasoisen limitellyn verkkovaihtosuuntaajan kiertovirrat, kun kuvassa ylempi inverteri käyttää nollavektoria \mathbf{u}_0 ja alempi nollavektoria \mathbf{u}_7 . (Asiminoaei et al. 2008)

Toinen tapa havainnollistaa kiertovirtojen syntyä on lähdön epäjatkuvuus. Kuten kappaleessa 2.3.1 esitettiin, limittelykulma näkyy avaruusvektorimoduloinnissa viiveenä referenssivektoreiden välillä. Avaruusvektoriteoriassa jatkuvuus määritellään nollavektoreiden avulla. Jatkuvassa systeemissä sekä \mathbf{u}_0 että \mathbf{u}_7 on käytössä jokaisessa kytkentäjaksossa yhtä pitkän ajan. Vastaavasti epäjatkuvassa systeemissä nollavektoreita käytetään eripituinen aika tai vain toinen nollavektoreista on käytössä. (Xing et al. 1999)

Epäjatkuvista menetelmistä esimerkiksi tehokerrointa korjaavissa käytöissä (power-factor-correction, PFC) suositetaan 60° lukitusta (clamping) eli 60 asteen välein kytkentöjä ei suoriteta. Tämä johtuu siitä, että symmetrisessä kolmivaihejärjestelmässä jännite on suurimmillaan 60° :n välein, joten näillä hetkillä ei kannata invertterin tilaa vaihtaa. Nollavektorin käyttö jokaisessa sektorissa voidaan johtaa yksinkertaisesti. Esimerkiksi sektorissa 1, A on koko ajan positiivinen ja B sekä C suorittavat moduloinnin, vertaa kuva 6. Luonnollisesti nollavektori on siten 111. Tämä symmetria takaa sen, että lähtö on sinimuotoinen ja vaihejännitteisiin muodostuu yhteismuotoinen häiriösignaali, joka on riippuvainen modulointi-indeksistä.

Limitellyssä käytössä epäjatkuvuuskohdan ylitys ei tapahdu rinnakkaisten moduulien toimesta yhtäaikaaisesti. Tämä aiheuttaa ongelmia, koska sektoria vaihdettaessa, vaihtuu samalla myös kytkentälogiikka. Kuvassa 12 on esitetty tapaus, jossa siirrytään sektorista 1 sektoriin 2.



Kuva 12. Kiertovirtojen syntyminen epäjatkuvassa avaruusvektorimoduloinnissa. Ylhäällä eri kanavien referenssijännitevektorit ja alhaalla näiden kahden keskiarvoistetut pulssisuhteet. (Xing et al. 1999)

Kuvassa 12 väritetyt sektorit tarkoittavat eri nollavektorien käyttöalueita. Tummissa alueissa käytettävä nollavektori on u_7 ja vaaleissa käytetään nollavektoria u_0 . Katkoviivalla on merkitty epäjatkuvuuskohdat, joissa kytkentöjä ei siis tehdä.

Asiminoaei et al. (2008) ehdottavat kiertovirtojen ehkäisyyn CM-kuristinta, Abusara ja Sharkh (2013) LC-filteriä, Zhang et al. (2010) vertailevat kahta vaihtoehtoa, jossa toisessa on vaihekelat sekä CM-kelat ja toisessa vaihekelat sekä Inter-phase kelat. Cougo (2010) on tehnyt väitöskirjan *InterCell Transformer*:a käyttävistä järjestelmistä. Kaikissa näissä tavoissa on omat hyvät puolensa, mutta mikään ei ole osoittautunut ylivoimaiseksi muihin nähden. Käytettävä menetelmä riippuu siten sovelluskohteesta. Tässä diplomityössä tutkitaan sovellusta, joka tällä hetkellä käyttää LCL-suodinta. Edellä esitetyistä tavoista tutkittavaksi valitaan CM-kuristin ja ICT.

Kiertovirtojen kompensointiin säädön avulla on esitetty muutamia eri tapoja. Esimerkkejä näistä ovat rinnakkaisten *intercell* -muuntajien käyttö (Cougo 2010), *bang-bang* -hystereesisäätö eli virran rajoittaminen vaihtelemalla kytkentätaajuutta (Dixon ja Ooi 1987), vuokompensointi CMO, Common Mode Offset (Cougo 2010) ja *combined-mode* -säätö eli säädetään rinnakkaisia järjestelmiä kuin ne olisivat yksi järjestelmä. Tällöin säätö perustuu virranmittausten perusteella valittaviin jännitevektoreihin, jolloin kiertovirrat osin kompensoituvat (Ogasawara et al. 1987). Koska tämän tutkimuksen tarkoitus on alustavasti tutkia ja mitoittaa sopivaa suodinta, ei säätöön liittyviin asioihin puututa kovinkaan paljon. CMO:n periaate esitetään kuitenkin kappaleessa 2.6.3, koska se liittyy läheisesti ICT:hen.

2.4 Harmoniset

Kuten virran väre, kumoutuu myös osa harmonisista. Limitellyssä järjestelmässä harmoniset lasketaan kuten tavallisessa kaksitasoinverterissä, mutta ne skaalataan alemmas kertoimella

$$k_m = \frac{1}{p} \sum_{k=1}^p e^{jmK}, \quad (2.23)$$

missä p on rinnakkaisten kanavien lukumäärä, m harmonisen järjestysnumero ja K limittelykulma (Beechner ja Sun 2009). Yhtälö ottaa huomioon kaikki säännöllisesti asymmetriset limittelyt, mutta käytettäessä epäsäännöllistä limittelyä tarkastelu vaikeutuu, eikä yleispätevää sääntöä voi kirjoittaa. Säännöllisesti asymmetrisellä tarkoitetaan sitä, että jokainen limittelykulma eli referenssisignaalin vaihesiirto on yhtä suuri. Esimerkiksi kolmen rinnakkaisen kanavan tapauksessa vaihesiirrot voivat olla 0° , 90° ja 180° . Epäsäännöllisesti asymmetrisessä limittelyssä vaihesiirrot voivat olla esimerkiksi 0° , 120° ja 140° eli referenssisignaalien väliset vaihesiirrot eivät ole yhtä suuret jokaisessa välissä. Symmetrisessä limittelyssä jokainen vaihesiirto on $2\pi/p$.

Täysin matemaattisesti tarkastellen pätee symmetrisessä limittelyssä

$$k_m = \begin{cases} 1, & \text{kun } m = ip \\ 0, & \text{kun } m \neq ip \end{cases} \quad (2.24)$$

missä i on kokonaisluku. Tämä siis tarkoittaa sitä, että limittelykulman ollessa $2\pi/p$ kumoutuvat harmoniset pois kaikissa kytkentätaajuuden monikerroissa, paitsi p :llä jaollisissa. Tätä päätelmää pohjustettiin jo kappaleessa 2.3.1. Tässä työssä käytettävässä kolmen rinnakkaisen kanavan tapauksessa näkyisi harmonisia vain kohdissa $3 \times i \times f_{sw}$.

Oletettavasti näin ei simuloinneissa käy, mutta harmonisten suuruudet ja jakautuminen ovat perinteisestä kaksitasoinvertteristä poikkeavat. Taulukossa 8 on joitakin skaalauskerroimia kolmen rinnakkaisen kanavan tapauksesta eri limittelykulmilla. (Beechner ja Sun 2009)

Taulukko 8. Kolmen rinnakkaisen kanavan skaalauskerroimia, kun kyseessä on säännöllisesti asymmetrinen limittely.

m	k_m				
	30°	60°	90°	120°	150°
1	0,91	0,67	0,33	0,00	0,24
2	0,67	0,00	0,33	0,00	0,33
3	0,33	0,33	0,33	1,00	0,33
4	0,00	0,00	1,00	0,00	0,00
5	0,24	0,67	0,33	0,00	0,91
6	0,33	1,00	0,33	1,00	0,33
7	0,24	0,67	0,33	0,00	0,91
8	0,00	0,00	1,00	0,00	0,00
9	0,33	0,33	0,33	1,00	0,33
10	0,67	0,00	0,33	0,00	0,67

Taajuusspektrin laskentaan käytetään Simplorerin omaa Fourier-muunnosta. Kokonaisharmoninen särö lasketaan yhtälöllä

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2} I_n^2}}{I_1} \times 100\% \quad (2.25)$$

missä n on harmonisen taajuuden järjestysnumero ja I_1 perusaallon virta. Kokonaisharmoninen särö voidaan laskea huippu- tai tehollisarvoista. (Holmes ja Lipo 2003)

3 SUODATUS

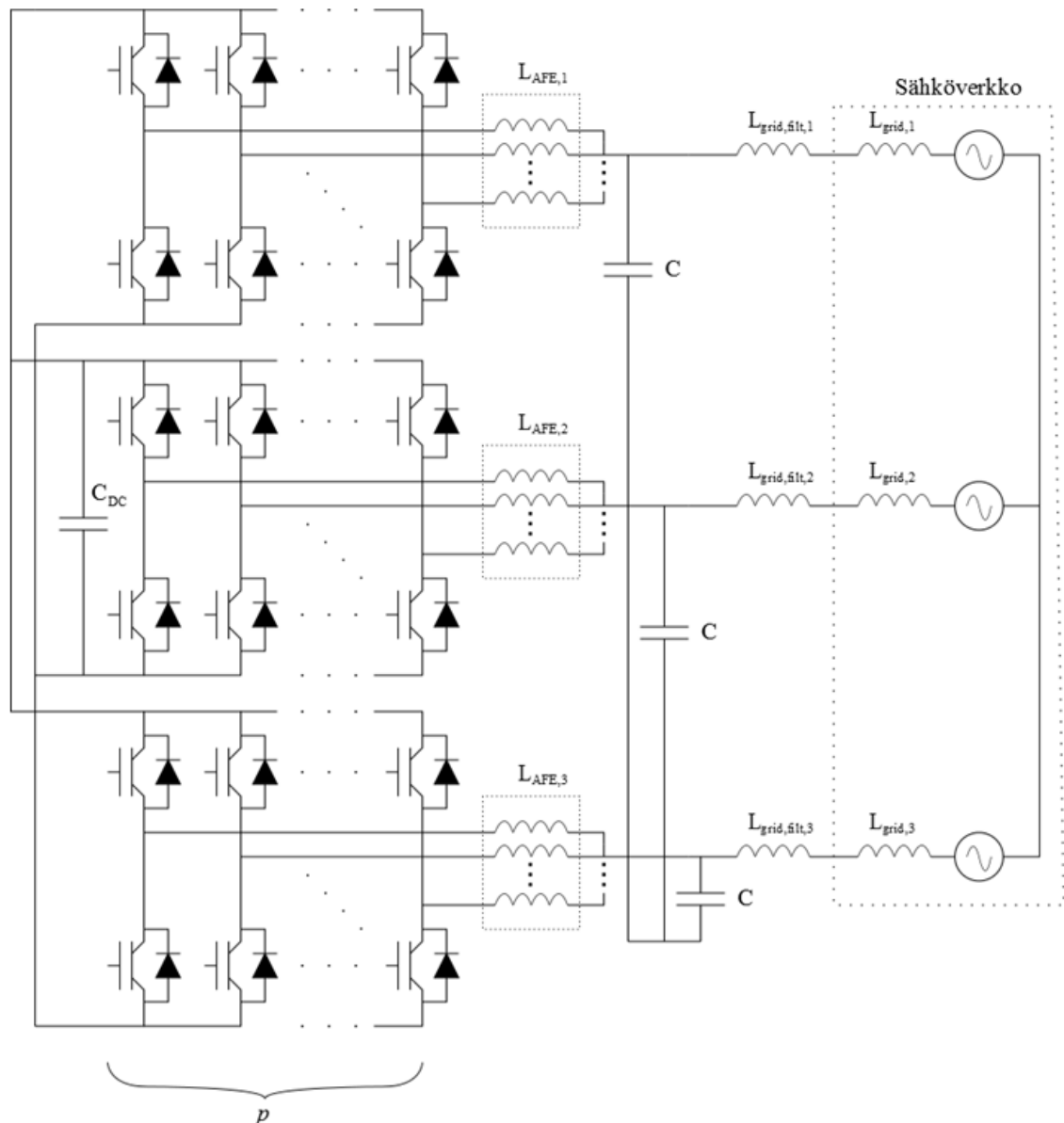
Edellisessä osiossa keskityttiin limittelyn pääilmiöiden tarkasteluun. Tässä luvussa esitellään ensin perinteinen LCL-suodin ja sitten keskitytään kiertovirtojen suodatukseen. Kiertovirtojen suodatusta tutkitaan yhteismuotoisen kuristimen eli CM-kuristimen ja *InterCell Transformer*:n avulla, joten niiden eroavaisuuksia tarkastellaan. Luvussa esitetään lyhyesti ICT:n kanssa tarvittava *Common Mode Offset* vuokorjaus menetelmä. Lopuksi esitetään vielä joillekin käyttökohteille vaaditun *Low Voltage Ride-Through* vaikutuksia suotimeen ja välipiiriin.

3.1 LCL-suodin

Yksi tärkeä syy limittelymenetelmän käyttämiseen verkkovaihtosuuntaajassa tulee LCL-suotimesta. Syötettäessä verkkoon päin tehoa täytyy virran olla hyvin suodatettua. Tavallisen kaksitasoinvertterin tapauksessa LCL-suotimet kasvavat suhteettoman suuriksi, kun invertterin tehoa kasvatetaan, mikä tarkoittaa myös lisähäviöitä. Paras keino pienentää suotimen fyysistä kokoa on kytkentätaajuuden kasvattaminen, sillä suotimen kondensaattorin ja kelan impedanssit ovat kääntäen verrannollisia kytkentätaajuuteen (Liserre et al. 2005). Kytkentätaajuutta voidaan kuitenkin kasvattaa vain rajallinen määrä, ennen kuin IGBT-moduulien häviöt kasvavat liian suuriksi. Suotimen fyysinen kasvattaminen vaikuttaa luonnollisesti sen hintaan. Suuret kelat hidastavat systeemin dynaamisia ominaisuuksia, mikä aiheuttaa ongelmia kuorman äkillisten vaihtelujen takia. Myös verkkovaihtosuuntaajassa LCL-suodin tarvitsee hyvät dynaamiset ominaisuudet verkon heilahtelujen takia, joista lisää kappaleessa 3.3. Suuret kondensaattorit puolestaan laskevat systeemin tehokerrointa sekä tarjoavat helpon reitin verkon aiheuttamille virran harmonisille, mikä kasvattaa THD:tä eli kokonaisharmonista säröä.

Kappaleessa 2.3.2 ”Virran väre” esitettiin, kuinka limittely pienentää virran värettä p :nteen-osaan verrattuna kaksitasoinvertteriin. Kappaleissa 2.3.1 puolestaan selvennettiin kytkentätaajuuden kasvamista p -kertaiseksi. Molemmat näistä vaikuttavat suoraan tarvittavan kondensaattorin kokoon. Lisäksi verkkovaihtosuuntaajan puoleinen kela voidaan jakaa jokaiselle kanavalle erikseen, kuva 13. Yhden suurivirtaisen kelan jakaminen useisiin pienempivirtaisiin pienentää fyysistä kokoa entisestään. Lisäksi

pienemmät kelat kestävät suurempaa kytkentätaajuutta (Abusara ja Sharkh 2013). Lyhyesti sanottuna limitellyn verkkovaihtosuuntaajan suotimen kapasitanssi voidaan pienentää $1/p^2$:nteen osaan, kun verkkovaihtosuuntaajan puoleinen induktanssi pidetään samana kuin limittelemättömässä verkkovaihtosuuntaajassa (Abusara ja Sharkh 2013), (Asiminoaei et al. 2008). Tämä pätee siis tapaukseen, jossa verkkovaihtosuuntaajan puoleiset kelat ovat omilla rautasydämillään eli ne eivät kytkeydy toisiinsa. ICT:n tapauksessa käytettävät mitoituskäsitellään kappaleessa 3.2.3.



Kuva 13. Limitellyn LCL-suotimen yleinen esitys.

Vaikka limittelyn avulla saadaan vähennettyä harmonisia virtoja virran väreen kumoutumisen takia, aiheuttaa menetelmä uusia yhteismuotoisia virtoja eli kiertovirtoja,

joita käsiteltiin kappaleessa 2.3.3. Jotta limittelyn käyttäminen on järkevää, täytyy suotimeen lisätä yhteismuotoinen suodatus.

Verrattuna LCL-suotimeen, joka tarvittaisiin kaksitasoinvertterissä, on nyt saadussa filterissä huomattavasti suurempi resonanssitaajuus johtuen paljon pienemmästä kapasitanssista ja ekvivalenttisesta induktanssista. Tämä vaikuttaa systeemin dynaamisiin ominaisuuksiin, joten edellä mainittu kuorman vaihtelu tai verkon heilahtaminen ei ole enää niin kriittinen tilanne. Toisaalta säätö hankaloituu. Resonanssitaajuus lasketaan edelleen samalla yhtälöllä kuin perinteiselläkin LCL-suotimella eli

$$f_{\text{res}} = \frac{\sqrt{\frac{L_1+L_2}{L_1 \times L_2 \times C}}}{2\pi}, \quad (3.1)$$

missä L_1 on induktanssi ennen kondensaattoria, L_2 induktanssi kondensaattorin jälkeinen induktanssi ja C kapasitanssi (Lettl et al. 2011). Kun sijoitetaan yhtälöön kuvan 13 mukaiset induktanssit, saadaan yhtälöksi

$$f_{\text{res}} = \frac{\sqrt{\frac{L_{\text{AFE}}+L_{\text{grid,filt}}+L_{\text{grid}}}{L_{\text{AFE}} \times (L_{\text{grid,filt}}+L_{\text{grid}}) \times C}}}{2\pi}, \quad (3.2)$$

missä muuttujat on nimetty kuvan 13 mukaisesti. Koska välipiiri on yhteinen rinnakkaisten kanavien kesken, näkyy myös L_{AFE} ekvivalenttisesti rinnankytkentänä. Resonanssitaajuuden laskemisessa $L_{\text{AFE}}=L_{\text{AFE},X,i}/p$ sillä oletuksella, että jokaisen kanavan induktanssi on yhtä suuri. Alaindeksi X tarkoittaa vaihetta ja i kanavaa. Muuttuja p tarkoittaa limiteltyjen kanavien lukumäärää.

Normaalisti resonanssitaajuus asetetaan kolmasosaan kytkentätaajuudesta, $f_{\text{sw}}/3$. Kuten yhtälöstä (3.2) ja edellä esitetystä voidaan päätellä, ei limitellyssä järjestelmässä tämä ole edullista. Tämä on toki mahdollista, mutta silloin suotimen koko kasvaa huomattavasti, vaikka ideana on nimenomaan pienentää suotimen fyysistä kokoa. Tämä seikka on siten ristiriidassa ehdotettujen mitoitusääntöjen kanssa, koska ehdotetuilla muutoksilla resonanssitaajuus osuu melko lähelle kytkentätaajuutta. Tässä työssä resonanssitaajuus pidetään lähellä 7 kHz:ä. Resonanssilaskennassa on huomioitu verkon induktanssi, joka mitoitusasteessa on 18,4 μH . Resonanssitaajuus valitaan kyseiseen kohtaan, jotta suotimen koko on pieni ja resonanssitaajuus ei osu kytkentätaajuudelle tai

sen monikerroille, vaikka verkko olisi huomattavasti heikompi kuin mitoituksessa käytettävää heikompi.

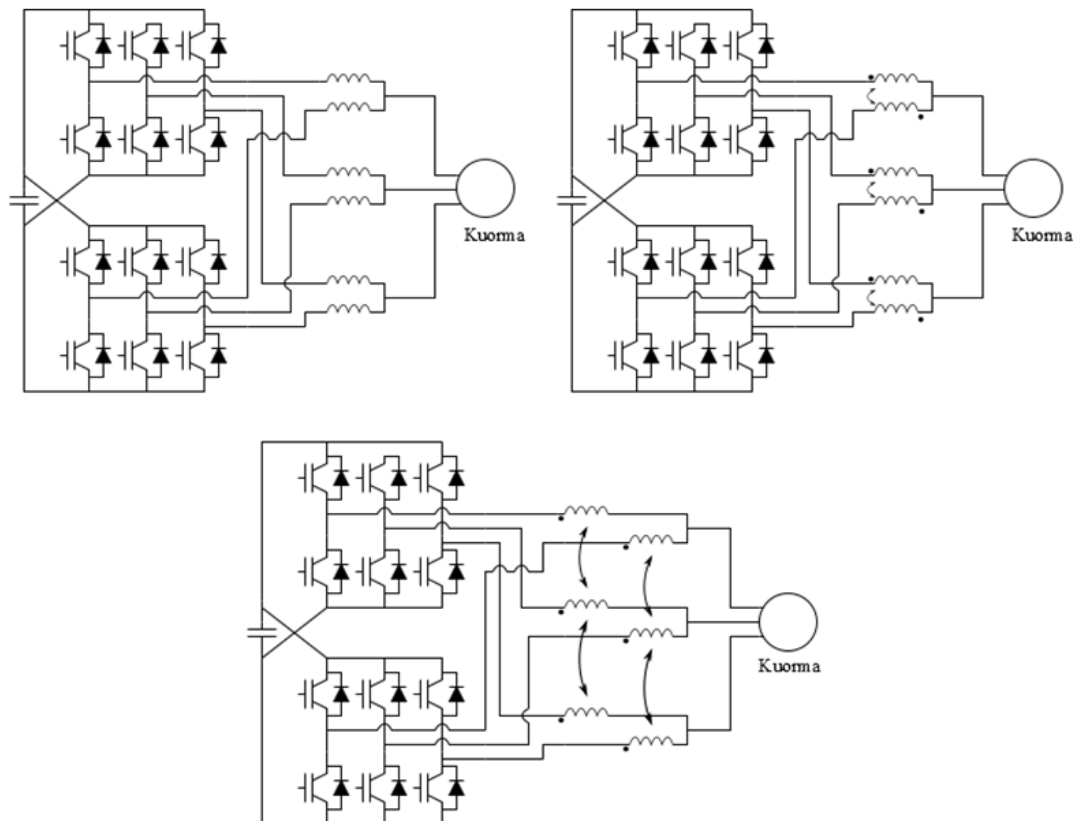
Abusara ja sharkh (2013) esittävät tutkimuksessaan, ettei verkon puoleista induktanssia tarvitsisi käyttää ollenkaan. Verkonpuoleinen induktanssi on tarkoitettu pienentämään kytkennöistä aiheutuvaa virran värettä, kun verkon impedanssi on pieni.

3.2 Kiertovirtojen suodatus

Aiemmin päätettiin toteuttaa kiertovirtojen suodatus fyysisellä suodattimella, eikä puuttamalla säätimen toimintoon. Tässä kappaleessa esitetään käytettävien suodatusmenetelmien eroavaisuudet ja lopuksi esitetään esimerkki, mitä suodattaminen vaatisi, mikäli se toteutettaisiin tekemällä muutoksia säätimeen.

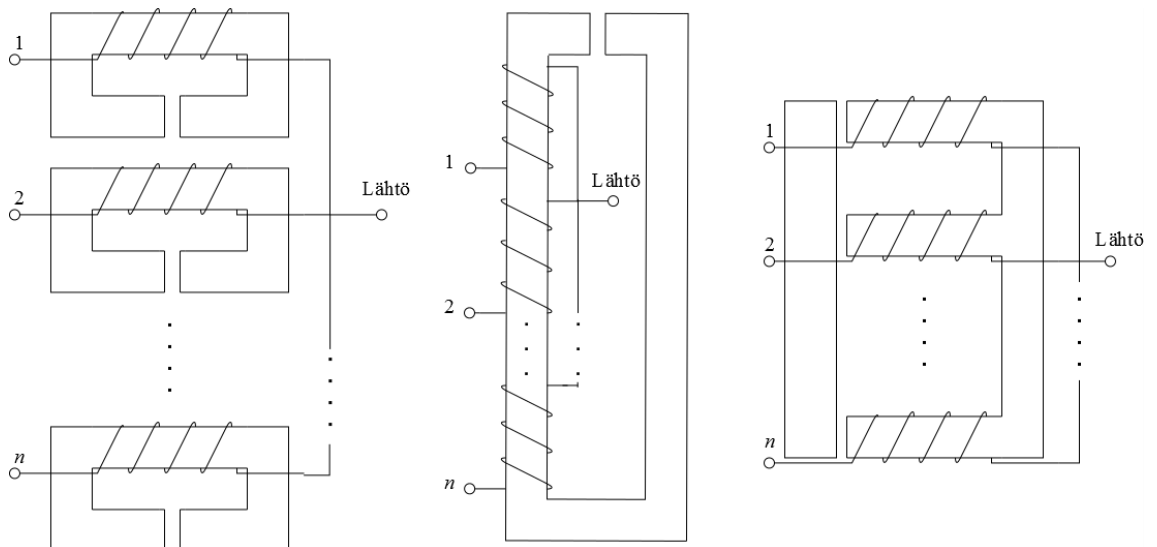
3.2.1 Induktanssien kytkeytymistavat

Tutkittavat suodatusmenetelmät ovat tavallinen yhteismuotoinen kuristin eli CM-kuristin ja melko uusi suodin *InterCell Transformer*, ICT eli solujen välinen muuntaja, joka on *InterPhase Transformer*:sta, IPT eli vaiheiden välisestä muuntajasta, kehittyneempi versio. Aivan aluksi on syytä tarkastella, miten nämä kaksi eri suodinta eroavat toisistaan rakenteellisesti ja induktanssien kytkeytymistavoiltaan. CM-kuristin asetetaan jokaisen invertterin vaiheiden välille, jolloin kolmivaiheisuuden perusteella kytkeytyminen on suora ja ideaalisessa tapauksessa kytkentäkerroin on 1. ICT puolestaan asetetaan vaihekohtaisesti, jolloin kytkeytymisen täytyy olla käänteinen, kuva 14. (Cougo 2010)



Kuva 14. Eri kytkeytymistavat piirikaaviona. Ylhäällä vasemmalla kytkeytymätön, ylhäällä oikealla käänteisesti kytkeytyvä ja alhaalla suora kytkeytyminen

Tutkittavat tapaukset ovat siis kytkeytymättömän ja suoran kytkennän yhdistelmä sekä käänteinen kytkeytyminen. Esitetään vielä esimerkit millaiset rakenteet eri kytkentätavoilla voi olla.



Kuva 15. Esimerkit jokaisen kytkeytymistavan kääntämisestä sydänmateriaalille. Vasemmalla on kytkeytymätön, keskellä suora kytkeytyminen ja oikealla käänteinen kytkeytyminen. (Finn et al. 2004)

Induktanssit määräytyvät jokaiselle menetelmälle samalla tavalla induktanssimatriisista

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ U_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & M_{12} & \dots & M_{1n} \\ M_{12} & L_{22} & \dots & M_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ M_{1n} & M_{2n} & \dots & L_{nn} \end{bmatrix} \times \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_3 \end{bmatrix}, \quad (3.3)$$

missä itseisinduktanssi on

$$L_{ii} = \frac{N^2}{\mathfrak{R}_{ii}} \quad (3.4)$$

ja keskinäisinduktanssi

$$M_{ij} = \frac{N_i N_j}{\mathfrak{R}_{ij}}. \quad (3.5)$$

Yhtälöissä N on käämikierrosten lukumäärä, \mathfrak{R} reluktanssi, U käämin yli oleva jännite ja i käämin virta. Alaindeksit i ja j tarkoittavat matriisin riviä ja saraketta. Induktanssi jaetaan hajainduktanssiksi L_σ ja magnetointi-induktanssiksi L_m . Kytkeytymistavasta riippuen itseis- ja keskinäisinduktanssit ovat taulukon 9 mukaiset.

Taulukko 9. Induktanssit eri kytkentätavoilla. (Finn et al. 2004)

Kytkeytymistapa	Itseisinduktanssi L	Keskinäisinduktanssi M
Kytkeytymätön	L	0
Suora kytkeytyminen	$L_\sigma + L_m$	L_m
Käänteinen kytkeytyminen	$L_\sigma + L_m$	$-L_m/(n-1)$

Käänteisen kytkeytymisen keskinäisinduktanssin arvon johtamisen voi lukea Finn et al. (2004) julkaisusta.

3.2.2 CM-kuristin

Yhteismuotoinen kuristin on yleensä käämitty ympyrän muotoon yhteiselle rautasydämelle, kuva 15. Erotuksena kuvan tapaukseen on kolmivaiheinen kytkentä eli kuristimelle tulee jokainen vaihe ja siitä lähtee jokainen vaihe. Käämintä tapahtuu siten, että kytkeytymistapa on suora. Taulukon 9 keskinäisinduktanssi on tarkemmin sanottuna

$$M = k_{CM}L, \quad (3.6)$$

missä k_{CM} on magneettisen kytkeytymisen kerroin. Mikäli käytetään arvoa $k_{CM}=1$, ei hajavuota synny lainkaan. Tämä yksinkertaistus tehdään, jotta saadaan eromuotoinen induktanssi L_{DM} arvoon nolla kolmivaiheisuuden perusteella yhtälöstä

$$\begin{bmatrix} u_{a,DM} \\ u_{b,DM} \\ u_{c,DM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \times \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a,DM} \\ i_{b,DM} \\ i_{c,DM} \end{bmatrix}. \quad (3.7)$$

Kun eromuotoinen induktanssi on yhtä kuin hajainduktanssi L_{σ} , saadaan

$$L_{\sigma} = \frac{u_{i,DM}}{\frac{di_{i,DM}}{dt}} = L - M. \quad (3.8)$$

Tästä seuraa

$$L_{\sigma} = L \times (1 - k_{CM}). \quad (3.9)$$

Näin ollen hajaannusta ja siten DM-induktanssia ei synny (Heldwein et al. 2011). Luonnollisesti hajaannusta tapahtuu aina, joten yksinkertaistus ei päde todellisessa sovelluksessa. Tässä työssä on erityisen tärkeää, ettei CM-kuristimessa ole DM-induktanssia, jolloin ehdotettujen arvojen vaikutuksia voidaan tarkastella paremmin.

CM-kuristimen mitoittaminen on oma tehtävänsä ja alustavasti menetelmälle haetaan käyttäytymismalleja. Edellä esitetyllä yksinkertaistuksella vain CM-induktanssin vaikutus näkyy. Näin ollen tarvittavan induktanssin määrää voidaan tutkia muuttelemalla CM-kuristimen induktanssiarvoa. Mikäli tähän ratkaisuun päädytään, tehdään tarkempi analyysi jatkotutkimuksena.

3.2.3 InterCell Transformer, ICT

Varta vasten kommutointiyksiköiden virran väreen pienentämistä varten kehiteltyä muuntajaa, jossa on käänteisesti toisiinsa kytkeytyvät kelat, kutsutaan *InterCell Transformer*:ksi, ICT. Keksintönä ICT ei ole uusi, mutta tällekkään ei ole vielä olemassa suomenkielistä termiä. ICT:n idea on yksinkertainen, mutta toteutus hankalampi. Tarkoituksena on vaikeuttaa virran kulkua rinnakkaisten kommutointisolujen välillä eli kasvattaa keskinäisinduktanssia mahdollisimman paljon, jolloin reitti verkkovaihtosuuntaajasta verkkoon päin on virran kannalta helpompi vaihtoehto. Toisin sanoen itseisinduktanssi on pieni suhteessa keskinäisinduktanssiin.

Yksinkertaisin ICT sisältää kaksi kelaa, jotka on käämitty samalle sydämelle kuvan 15 mukaisesti. Näiden lisäksi niiden väliin tarvitaan ilmajälillinen ies energian varastointia

varten. Keskellä oleva ies ei ole välttämätön, mutta varsinkin pienellä määrällä rinnakkaisia kommutointisoluja tarvitaan suodatuksessa paljon energiaa, jolloin ilmaväli on tarpeellinen. (Cougo 2010)

Mikäli vastaavanlainen suodatus toteutettaisiin tavanomaisilla keloilla, kasvaisi jokaisen kommutointisolun virran väre huomattavasti verrattuna ICT:llä toteutettuun suodatuksen. Tämä johtuu nimenomaan magneettisesta kytketyymisestä, joka pienentää virran värettä ja kasvattaa sen taajuutta. (Gautier et al. 2011)

ICT:n tärkein tehtävä on suodattaa kiertovirtoja, joita ei voi perinteisellä säätimellä kompensoida. Kompensointi voidaan tehdä esimerkiksi magneettivuon kompensoinnilla, kuten Cougo (2010) on väitöskirjassaan usealle tapaukselle esittänyt. Ongelmana tässä menetelmässä on hakutaulukon luominen säätimeen. Koska verkkovaihtosuuntaaja on kaksisuuntainen, modulointi-indeksi ei ole kiinteä, ja moottorille päin tehoa ajettaessa lähtötaajuuskin muuttuu, ei säätimen muuttaminen ole tämän työn puitteissa järkevää.

Cougo et al. (2012) ovat tutkineet mitoitusperiaatteita ICT:lle EMI näkökulmasta. Heidän esittämä tapa on melko yksinkertainen. Ensin lasketaan koko vaiheen virran väre yhtälöllä

$$\Delta i_{\text{ripple}} = \frac{\alpha' \times (1 - \alpha') \times U_{\text{DC}}}{L_{\text{AFE}} \times f_{\text{sw}}}, \quad (3.10)$$

missä L_{AFE} on verkkovaihtosuuntaajan puoleinen induktanssi, α' ekvivalenttinen pulssisuhde, U_{DC} välipiirin jännite ja f_{sw} kytkentätaajuus. Vaikka limittäisten kanavien erisuuruiset jännitteet vaikuttavat ICT:hen, pakottaa suodin virrat samoiksi, mikäli induktanssit ovat yhtä suuret. Kun otetaan huomioon, että tavallisen kaksitasoisen invertterin virran väre voidaan laskea samalla tavalla, ja vertailussa virran väre halutaan olevan yhtä suuri, saadaan induktanssiksi $1/p^2$ osa perinteiseen kaksitasoiseen invertteriin verrattuna. Tämän väittämän todistaminen on esitetty Cougon väitöskirjassa (2010). Vastaavanlaisia johtopäätöksiä tarvittavan induktanssin suuruudesta ovat saaneet myös Gautier et al. (2011), kun he tutkivat limitellyn järjestelmän EMC:tä.

Mikäli tätä suhdetta käytetään, pysyy nyt kapasitanssiarvo samana kuin kaksitasoinvertterissä. Mitoitusperiaate on siis täysin päinvastainen kuin käytettäessä kytkeytymättömiä induktansseja ja CM-kuristinta.

3.2.4 Matalataajuisten yhteismuotoisen häiriön kompensointi säädön avulla

Aikaisemmissa tutkimuksissa on esitetty muutamia eri menetelmiä matalataajuisten yhteismuotoisten häiriöiden kompensoimiseksi. Jokainen niistä on enemmän tai vähemmän tapauskohtainen (Xing et al. 1999), (Asiminoaei et al. 2008), (Cougo 2010). Jokainen menetelmä perustuu kuitenkin referenssisignaalin tai kytkentälogiikan muutoksiin. Esitetään seuraavaksi Cougon käyttämän menetelmän pääkohdat, koska sen avulla päästään todennäköisesti verkkovaihtosuuntaajasovelluksessakin haluttuun lopputulokseen. Siten se voi olla luontainen jatkotutkimuskohde tämän diplomityön jälkeen.

Cougon esittämässä menetelmässä vaiheiden referenssisignaaleja muutetaan yhteismuotoisen häiriön kompensoimiseksi, Common Mode Offset, CMO. Menetelmä on monimutkainen ja vaatii valtavasti iteraatiokierroksia. Menetelmän oletuksena on, että käytetään ICT:a, joka on valmiiksi mitoitettu. sarjaresistanssit jätetään laskennasta pois, jolloin magneettivuon suuruus riippuu vain eri vaiheiden jännitteen erotuksen integraatiosta ja keskinäis- sekä itseinduktansseista

$$\phi = \frac{N}{\mathfrak{R}_{\text{core}}} \frac{\int (U_{X1} - U_{X2})}{(L_{\text{ICT}} - M_{\text{ICT}})}, \quad (3.11)$$

missä N on ICT:n käämikierrosten lukumäärä, L_{ICT} itseinduktanssi, M_{ICT} keskinäisinduktanssi, $\mathfrak{R}_{\text{core}}$ ICT:n sydämen reluktanssi ja alaindeksi $X = (U, V, W)$. Tähän yhtälöön perustuu koko menetelmä. Sen avulla vertaillaan 0-sekvenssien vaikutuksia ICT:n magneettivuohon.

Matalilla modulointi-indekseillä optimaalisen CMO:n löytäminen on suhteellisen helppoa, koska referenssisignaalin arvot vaihtelevat vain vähän, josta seuraa magneettivuon oskillaation olevan suuri kaikilla referenssiarvon kulmilla. Tällöin optimaalinen CMO saavutetaan, kun asetetaan referenssisignaalin nollassa lähelle arvoa 1 tai -1 . Eli esimerkiksi modulointi-indeksin ollessa 0,1 vaihtelevat

referenssiaallon arvot välillä $[-0,1, 0,1]$ ja siirroksen jälkeen välillä $[-1, -0,8]$ tai $[0,8, 1]$.

Modulointi-indeksin ollessa suuri vaikeutuu laskenta huomattavasti. Kahden rinnakkaisen kanavan tapauksessa laskenta on vielä kohtalaisen helppoa, koska suurin vuon vaihtelu on kohdassa, jolloin referenssiaalto on arvossa 0. Useamman rinnakkaisen kanavan tapauksessa suurin vaihtelu tapahtuu kaksi kertaa jakson aikana. Nämä kohdat ovat $\pm(1-2/N)$, missä N on rinnakkaisten kanavien lukumäärä. Tämä monimutkaistaa asioita huomattavasti, koska optimaalisia ratkaisuja on nyt neljä kappaletta, jokaista modulointi-indeksiä kohden. Lisäksi laskentapisteiden määrällä on suuri merkitys lopputulokseen. (Cougo 2010)

Kuten edellä jo todettiin, on menetelmän käyttäminen mahdollista, mutta vaatii valtavan määrän työtä ja laskentaa, jotta siitä saataisiin tähän työhön soveltuva. Verkkovaihtosuuntaajan täytyy toimia kahteen suuntaan ja kaikilla modulointi-indekseillä.

3.3 Jännitekuopasta selviäminen (Low voltage Ride-Through, LVRT)

Eräs merkittävä vaatimus AFE:lle tulee LVRT:stä, joka käytännössä tarkoittaa sitä, että elektronisten laitteiden täytyy toimia tietyn aikaa, vaikka verkon jännite alenisi hieman tai jopa nolnaan. Erityisesti tämä vaatimus koskee tuuligeneraattoreita ja aurinkokennoja. Tätä vaatimusta ei tule sekoittaa saarekekäyttöön, jossa IEEE 1547-2003 standardin mukaan invertterin täytyy tunnistaa verkkokatkos ja kytkeytyä irti verkosta 2 sekunnin sisällä. (IEEE SCC21 2003), (Ravjeer et al. 2009)

Sähköverkon jännitteen tukemiseen tarvitaan lähinnä loistehoa. Siten esimerkiksi tuuligeneraattorin tulee syöttää verkkoon lähinnä loisvirtaa. Esimerkiksi Saksassa on määritetty, että loisvirran tulee kasvaa $2 \% I_n$, kun jännite laskee $2 \% U_n$. (Elrich ja Bachmann 2005)

Conroy ja Watson (2009) ovat osoittaneet, että tuulivoimaloissa käytettävän suoravetoisen kestromagneettitahtigeneraattorin (Permanent Magnet Synchronous Generator, PMSG) pyörimisnopeuden vaihtelut ovat merkityksettömän pieniä

jännitekuoppien aikana. Tämä johtuu siitä, että tehon syöttö välipiiriin on suunnilleen vakio. Tästä seuraa se, että verkon kannalta PMSG:n mekaaninen käyttäytyminen ei ole erityisen merkityksellistä, mikäli tuulenoisuus pysyy jännitekuopan ajan likimain vakiona. (Lopes et al. 2011)

Mikäli generaattorina on epätahtikone, kuten kahdestisyötetty induktiogeneraattori (Doubly fed Induction Generator, DFIG), on synkronikäytön ylläpitäminen huomattavasti haastavampaa kuin tahtigeneraattorilla. DFIG:n heikoin osa on generaattorin ja välipiirin välinen konvertteri. Valmistajien ehdotus konvertterin suojaamiseen on aktiivinen tasolukituspiiri, active crowbar, joka hetkellisesti oikosulkee roottorin, jolloin konvertteri ei hajoa ja generaattori pysyy kytkeytyneenä verkkoon koko jännitekuopan ajan. Koska staattori pysyy kytkeytyneenä verkkoon, tulee siihen transienttinen magneettivuon aleneminen. Transientin jälkeen roottoripuolen invertteri voidaan aktivoida uudelleen. Sähköisen ja mekaanisen vääntömomentin ollessa erisuuret roottori kiihdyttää kytkeytymisen jälkeen. Roottorin lapakulmaa säätämällä kasvatetaan ilmanvastusta ja siten vähennetään kiihtyvyyttä. (Tsourakis ja Vournas 2006)

Standardeja, jotka koskevat LVRT-vaatimuksia on useita, ja vaatimukset vaihtelevat alueittain ja käyttökohteittain. Standardien vaatimusten lisäksi asiakkaalla voi olla erityistoiveita tällaisten tai muiden häiriötilanteiden varalle. Nämä seikat tekevät AFE:n ja suotimen mitoituksen haasteellisemmaksi. Tässä työssä LVRT:tä tarkastellaan simuloimalla verkon jännitteen aleneminen 100 voltin välein. Tällöin modulointi-indeksi laskee asteittain ja harmonisisältö muuttuu.

Guépratte et al. (2009) ovat tutkineet tekniikkaa, jossa järjestelmän limiteltyjen kanavien määrä säätyy liukuvasti tehon muuttuessa. Tällä menetelmällä saadaan hyvä hyötysuhde lähes koko käyttöalueella. Tällainen tapa soveltuisi hyvin laitteeseen, jonka täytyy täyttää LVRT-vaatimukset. Suotimen suunnittelu on kuitenkin hyvin vaativaa muiden muassa tehon ja kytkentätaajuuden vaihdellessa hyvinkin paljon.

3.3.1 Välipiirin kondensaattori

LVRT simuloinneista tarkastellaan limittelyn vaikutuksia välipiirin kondensaattoriin. Koska modulointi-indeksi vaihtuu asteittain, saadaan vaatimuksia kondensaattorille tutkittua. Esitetään filmi-kondensaattorin mitoitusperiaatteet. Kondensaattorin mitoitusta varten täytyy tietää välipiirin virran väre. Tavallisessa kaksitasoisessa kolmivaiheisessa invertterissä se lasketaan

$$\Delta i_C = d \times (1 - d) \times \frac{U_{DC}}{f_{sw} \times L_F}, \quad (3.12)$$

missä d on pulssisuhde, U_{DC} välipiirin jännite, f_{sw} kytkentätaajuus ja L_F vaiheen induktanssi. Yhtälöstä nähdään, että suurin virran väre on pulssisuhteella $d = 0,5$. Seuraavaksi lasketaan välipiirin kondensaattorin jännitteen väre yhtälöllä

$$dU_{DC,0,5} = \frac{\Delta i_{0,5}}{C} dt = \left(0,25 \times \frac{U_{DC}}{f_{sw} \times L_F \times C_{DC}} \right) dt. \quad (3.13)$$

Integroimalla yhtälö ja sijoittamalla $\Delta t = 0,5t = 1/(2 \times f_{sw})$ saadaan

$$\Delta U_{DC,0,5} = \frac{U_{DC}}{32 \times f_{sw}^2 \times L_F \times C_{DC}}, \quad (3.14)$$

yhtälöissä C_{DC} on välipiirin kondensaattorin kapasitanssi ja alaindeksi 0,5 tarkoittaa 50 %:n pulssisuhdetta. Nyt mitoitus on yksinkertaista, kun päätetään sallittu välipiirin jännitteen vaihtelu. (Salcone ja Bond 2009)

Modulointitavasta riippuen välipiirin kondensaattorin virtaspektri on erilainen. Esimerkiksi Bierhoff ja Friedrich (2008) ovat osoittaneet kaksinkertaisen Fourier-muunnoksen avulla, että avaruusvektorimoduloinnissa välipiirin kondensaattorin virran väre on suurimmillaan kohdassa $2 \times f_{sw}$ ja sen monikerroissa näkyy myös selkeästi suurempia amplitudeja. Limittelyssä kytkentätaajuus näkyy välipiiriin p -kertaisena, joten suurimmat amplitudit osuvat kohtiin $2 \times p \times f_{sw}$.

Limittelyssä tarvittava kapasitanssi voi siten olla pienempi, yhtälön (3.14) perusteella, kuin tavallisessa kaksitasoinvertterissä. Vallitsevana terminä on taajuuden neliö, joten limittelystä seuraavan taajuuden kasvun pitäisi pienentää välipiirin jännitteen vaihtelua. Vaiheinduktanssi on ICT:n tapauksessa pienempi, joten siinä ei kapasitanssia voida aivan yhtä paljon pienentää kuin CM-kuristimen tapauksessa.

4 PUOLIJOHDEKOMPONENTIT

Vaikka työssä tarkastellaankin pääsääntöisesti passiivikomponentteja, on hyvä tiedostaa, että limittelyn ilmiöt näkyvät myös muualla laitteessa. Tarkastellaan tässä kappaleessa kiertovirtojen vaikutuksia IGBT:n häviöihin ja pohditaan mitä muita asioita puolijohteiden osalta tulee tutkia.

4.1 IGBT:n häviöt

Yleensä häviöitä lasketaan yksinkertaistettujen yhtälöiden avulla. Esitetään nyt kuitenkin tarkemmat yhtälöt, joiden avulla kiertovirran vaikutuksia voidaan arvioida. Puolijohdekytkinten häviöt koostuvat kolmesta osasta; johtotila-, kytkentä- ja estotilahäviöistä. Estotilan häviö aiheutuu johtamattoman tilan vuotovirroista, ja on muihin häviöihin nähden pieni. Tästä syystä se voidaan usein jättää huomiotta mitoituksessa. Lisäksi limittelyn vaikutukset eivät näy vuotovirrassa. IGBT:n ollessa johtavassa tilassa, sen häviöt riippuvat kynnyksjännitteestä U_{th} , johtavan tilan kollektori-emitteri-resistanssista R_{ce} ja kollektorivirrasta I_c . (Mohan et al. 2003). Keskimääräiseksi johtotilan häviötehoksi saadaan siten

$$P_{con} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} [U_{th} \times i_c(t) + R_{ce} \times i_c^2(t)] dt = (U_{th} + R_{ce} I_c) I_c, \quad (4.1)$$

missä T_{sw} on kytkentäjakson jaksonaika. Kytkentähäviöt jaetaan luonnollisesti päälle- ja poiskytkentähäviöihin

$$P_{sw} = P_{sw,on} + P_{sw,off} = E_{on} \times f_{sw} + E_{off} \times f_{sw} = E_{esw} \times f_{sw}, \quad (4.2)$$

missä alaindeksi on kuvaa päällekytkentää ja off poiskytkentää, muuttuja E on kytkentäenergia ja f kytkentätaajuus. E_{esw} on päälle- ja poiskytkentäenergian summa. Kokonaishäviötehoksi IGBT:lle saadaan siten

$$P_{IGBT} = P_{con} + P_{sw}. \quad (4.3)$$

(Infineon Technologies 2009)

Komponenttivalmistajat ilmoittavat datalehdissään monet muuttujat, kuten kollektori-emitteri -jännitteen, hilajännitteen ja puolijohdesirun resistanssin, IGBT:n liitoslämpötilan funktiona. Tämä vaikeuttaa laskentaa huomattavasti, kun edellisiin yhtälöihin lisätään lämpötilariippuvuudet. Johtotilan häviöihin sijoitetaan

$$U_{th}(T_{j,T}) = U_{th,25^\circ C} + TK_{vce} \times (T_{j,T} - 25^\circ C) \quad (4.4)$$

ja

$$R_{ce}(T_{j,T}) = R_{ce,25^\circ\text{C}} + TK_{rce} \times (T_{j,T} - 25^\circ\text{C}), \quad (4.5)$$

joissa $T_{j,T}$ on puolijohteen liitoslämpötila ja TK_{vce} sekä TK_{rce} ovat valmistustekniikan mukaan vaihtelevia lämpötilariippuvuuskerroimia. Kynnysjännitteen lämpötilakerroin pienenee ja resistanssin lämpötilakerroin kasvaa liitoslämpötilan kasvaessa. (Wintrich et al. 2011)

Kytkehdäviöihin liitoslämpötila vaikuttaa seuraavasti

$$E_{esw} = E_{esw,ref} \times (1 + TK_{esw} \times (T_{j,T} - T_{ref})), \quad (4.6)$$

missä $E_{esw,ref}$ on referenssilämpötilan, T_{ref} , kytkentähäviöenergia ja TK_{esw} lämpötilariippuvuuskerroin. Kytkentähäviöihin vaikuttavat olennaisesti myös kytkettävä jännite ja virta

$$E_{esw}(I_c, V_{ce}) = E_{esw,ref} \times \left(\frac{I_{c,av}}{I_{ref}}\right)^{K_{i,T}} \times \left(\frac{V_{ce}}{V_{ref}}\right)^{K_{v,T}}, \quad (4.7)$$

jossa I_{ref} ja V_{ref} ovat referenssikytkentähäviön kytkentävirta ja -jännite, $I_{c,av}$ ja V_{ce} ovat laskettavan toimintapisteen keskimääräinen kollektorivirta ja transistorin yli oleva jännite. $K_{i,T}$ ja $K_{v,T}$ ovat valmistustekniikan mukaan vaihtelevia virta- ja jänniteriippuvuusstermejä. Kokonaiskytkentähäviöiksi saadaan siten

$$P_{sw,T}(f_{sw}, I_c, V_{ce}, T_{j,T}) = E_{esw,ref} \times \left(\frac{I_{c,av}}{I_{ref}}\right)^{K_{i,T}} \times \left(\frac{V_{ce}}{V_{ref}}\right)^{K_{v,T}} \times (1 + TK_{esw} \times (T_{j,T} - T_{ref})) \quad (4.8)$$

Diodin häviöt voidaan laskea vastaavalla tavalla kuin IGBT:lla. Diodin tapauksessa päällekytkentähäviö on usein niin pieni, että se voidaan jättää huomiotta. Myös lämpötilariippuvuusstermit ovat diodilla omansa. Ominaista diodille on poiskytkettäessä tapahtuva takavirtapiikki, joka aiheuttaa häviöitä. Takavirtapiikki tarkoittaa sitä, että diodin virta käy hetkellisesti negatiivisena.

4.1.1 Limittelyn vaikutuksia puolijohteisiin

Mikäli kiertovirtoja esiintyy, voi keskimääräinen kollektorivirta kasvaa yksittäisessä komponentissa, mikä näkyy yhtälössä (4.8). Luonnollisesti ylimääräiset häviöt nostavat komponentin lämpötilaa, jolloin tehoa ei voida siirtää yhtä paljon kuin perinteisessä rinnankytketyssä tapauksessa. Riittävän suuri kollektorivirran kasvu voi jopa hajottaa IGBT-moduuli tehonkestorajan tullessa vastaan. Suodatuksen teorian yhteydessä tarkasteltiin myös limittelyn vaikutusta välipiirin jännitteeseen. Tarkastelusta

huomataan, että välipiirin jännitteessä ei tapahdu merkittäviä muutoksia, jolloin kytkennöistä aiheutuvien häviöiden pitäisi pysyä suunnilleen samalla tasolla kuin perinteisessä tapauksessa.

Limittelyn vaikutuksia puolijohteisiin täytyy tutkia enemmän kuin pelkästään häviöiden kautta. Muiden muassa kommutointi, virtaepätasapaino ja kyllästyminen ovat asioita, jotka voivat aiheuttaa ongelmia todellisessa sovelluksessa. Koska tämän työn tarkoituksena on tutkia suodatusta ja limittelyn vaikutuksia passiivikomponentteihin, ei puolijohteiden tarkastelua juuri tehdä.

5 SIMULOINNIT

Simulointeja varten luodaan kolme simulointimallia. Vertailumallina toimii perinteinen kaksitasoinen verkkovaihtosuuntaaja, jossa kolme rinnakkaista IGBT-moduulia vaihetta kohden simuloidaan yhtenä kanavana. Tämän yksinkertaisen mallin avulla tarkastellaan säätimen toimintaa ja katsotaan vertailuarvot suotimelle. Todellisuudessa rinnakkaiset IGBT:t aiheuttavat epäideaalisuuksia muiden muassa keskinäisinduktanssien, eriaikaisten syttymisten ja siten virtaepätasapainon takia. Vaihtosuuntaussilta pidetään kuitenkin lähes ideaalisena, jolloin pääilmiöiden tarkastelu on mahdollisimman helppoa.

Limittelymalleja tehdään kaksi kappaletta. Ensimmäisenä tutkitaan kytkeytymättömien induktanssien ja CM-kuristimen tapausta. Tällä mallilla tutkitaan pääilmiöitä, koska sen toiminta on helpommin ymmärrettävissä. Toisessa mallissa käytetään ICT:tä. Simuloinneissa pyritään saavuttamaan sama lopputulos limitellyllä mallilla kuin vertailumallilla. Samalla tutkitaan menettelyn ominaisuuksia ja eri suodatusmenetelmien välisiä eroavaisuuksia.

5.1.1 Suhdearvot

Säätömalli on toteutettu suhdearvoja (p.u. (per unit)-arvoja) käyttäen, ja tulokset esitetään myös näissä arvoissa. Mitatusta datasta saadaan p.u.-arvot jakamalla mitatut arvot perusarvoilla. Käytettävissä laskennoissa tarvittavat perusarvot on määritetty seuraavasti

$$\omega_b = 2\pi f_n, \quad (5.1)$$

$$i_b = \sqrt{2}i_n \quad (5.2)$$

ja

$$u_b = \sqrt{2}u_n, \quad (5.3)$$

missä ω on sähköinen kulmanopeus, i virta, u jännite, f taajuus ja alaindeksi n tarkoittaa nimellisarvoa. (Reddy 2011)

5.2 Simulointimallit ja rajapinta

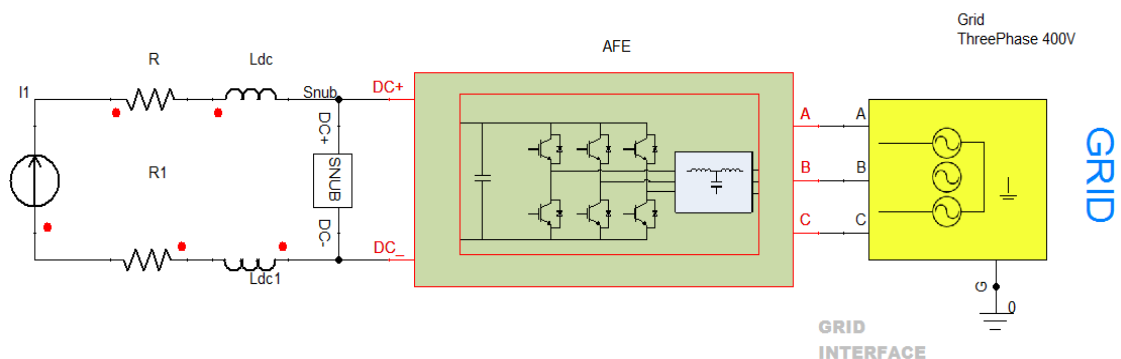
Sähköinen simulointi suoritetaan Simplerer-mallilla, kuva 16. Äly mallille saadaan puolestaan MATLAB[®]/Simulink-mallista, kuva 17. Kappaleessa 2.2 esitettiin AFE:n

toimintaa, mistä selvisi myös, että Simplorerista täytyy mitata välipiirin jännite ja vaihevirratt säätöä varten. Lisäksi mitataan verkon virrat, joista MATLAB:ssa lasketaan virran väre ja harmonissisältö. Säätomallista siirretään Simplorer:iin IGBT:iden kytkentäohjeet sekä jarrutuksesta syntyvä virta välipiiriin.

Rajapinnan luominen näiden ohjelmien välille on melko yksinkertaista. Simplorerissa Simulink-mallin voi liittää suoraan *subcircuit*-lohkona eli alilohkona, johon määritetään tulevat ja lähtevät signaalit. Simulinkissä linkki luodaan S-funktio-lohkolla, josta rajapinta avautuu, kun funktiolle annetaan nimeksi *AnsoftSFunction*. Muuttujat voidaan nyt lukea suoraan Simplorerista tai syöttää manuaalisesti. Tällä tavalla luotuna linkki toimii vain käynnistettäessä simulaatio SimuLink-mallista. Huomionarvoista tätä tapaa käytettäessä on, että vain yksi linkki simulaatiomallia kohden on mahdollinen. Lisäksi on huomattava, että lisensseissä on määritetty keskinäinen simulointi ja että S-funktio-linkki toimii vain 32 bittisessä MatLabissa. (ANSYS 2012)

5.3 Vertailumalli

Aluksi vertailumallin avulla todetaan verkkovaihtosuuntaajan säädön toimiminen. Tämä todetaan mittaamalla mitattujen suureiden asettumista referenssitasoille. Mitattavat suureet ovat d-suuntainen virta I_d , q-suuntainen virta I_q , välipiirin jännite U_{dc} , kytkettävän jännitteen itseisarvo $|u|$ ja modulointitaajuus f . Nämä mitataan Simplorer-mallissa, kuva 16, ja lasketaan p.u.-arvoiksi MATLAB/Simulink -ympäristössä. Samalla tarkastellaan laitteen toimimista oikealla tehoalueella.

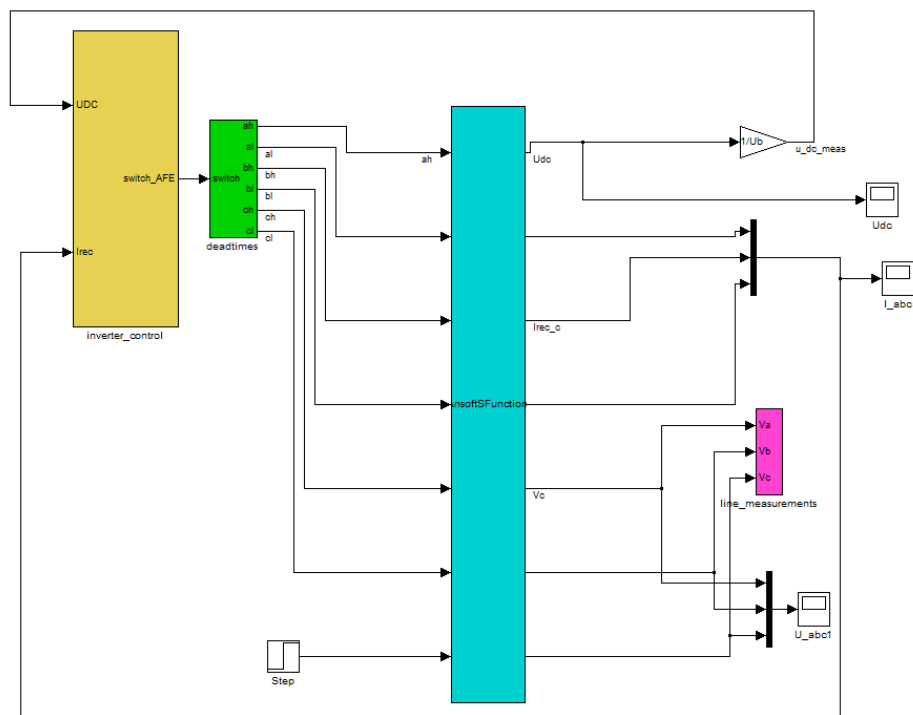


Kuva 16. Vertailumallin pääpiiriin Simplorer-simulointimalli.

Malli koostuu siis välipiiristä, johon on lisätty toivutinkondensaattorit. Virtalähde kuvastaa kuormalta tulevaa tasasuunnattua virtaa. Välipiirin jälkeen on lähes ideaalinen vaihtosuuntaus, josta teho syötetään LCL-suotimen läpi sähköverkkoon. Suotimen

kondensaattorit ovat kytkettyinä kolmioon. Lohkojen tarkemmat sisällöt ovat samanlaisia kuin limittelymallinkin, ja ne on esitetty liitteessä 1. Eroavaisuutena on, että vertailumallissa välipiirin kondensaattori on AFE-alilohkon sisällä, ja limittelymalleissa se on simulointimallin ylimmällä tasolla. Välipiirin jännite mitataan välipiirin kondensaattorista ja virrat invertterin lähdöstä ennen suodinta.

Säätömallin ylin taso on esitetty kuvassa 17. Säätömallista alilohkojen sisältöä ei salassapidollisista syistä voida esittää.



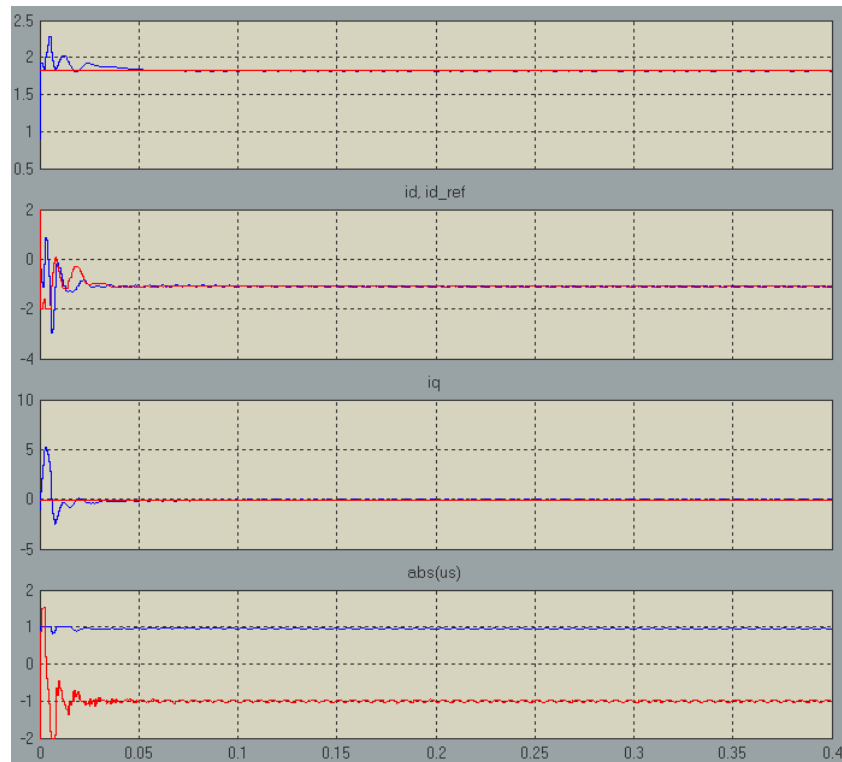
Kuva 17. Vertailumallin säätömallin Simulink-kaavion ylin taso.

Yksinkertaisimmillaan malli koostuu kolmesta osasta. Sinisellä loholla on S-funktio-rajapinta Simplorer-malliin. Keltaisessa lohossa suoritetaan kaikki laskenta, josta ulostulona on kytkettävä vektori. Vihreässä lohossa lisätään kuollut aika, josta sitten kytkinkohtaiset ohjeet syötetään Simplorer-malliin. Askel-lohko syöttää kuorman Simploreriin. Violetti lohko on jännitteen mittauksia varten, jonka avulla vain tarkistetaan mallin toimivuutta.

5.3.1 Tulokset

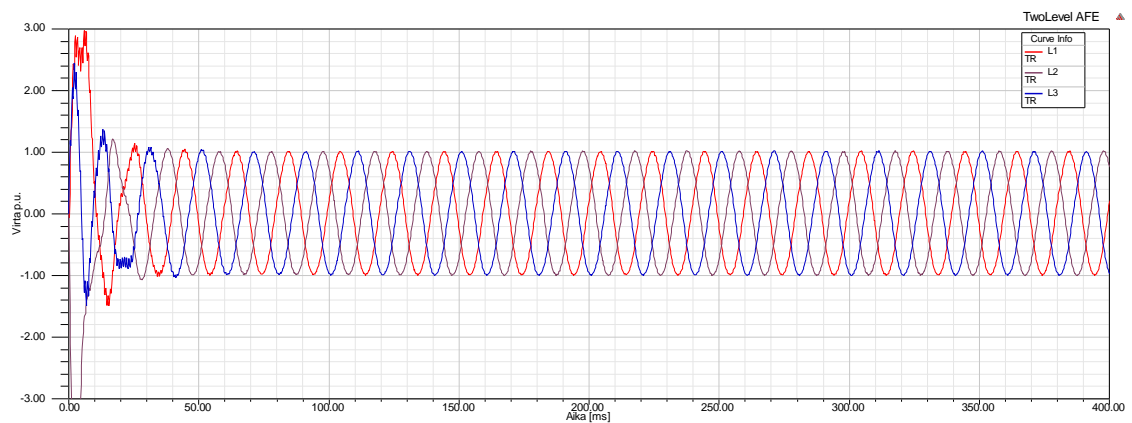
Ohjaussignaaleiden tasoittuminen osoitetaan MATLABin mittauksista. Sädölle ei aseteta muita vaatimuksia kuin se, että laite pääsee jatkuvuustilaan, jossa kaikki

referenssiarvot ovat kohdallaan. Välipiirin jänniteohje on 10 %:n korotuksella. Taajuus ja d-suuntainen virta asettuvat negatiivisiksi, koska modulaattorin positiivinen suunta on verkosta välipiiriin päin. Säätimessä seurattavat arvot esitetään kuvassa 18.

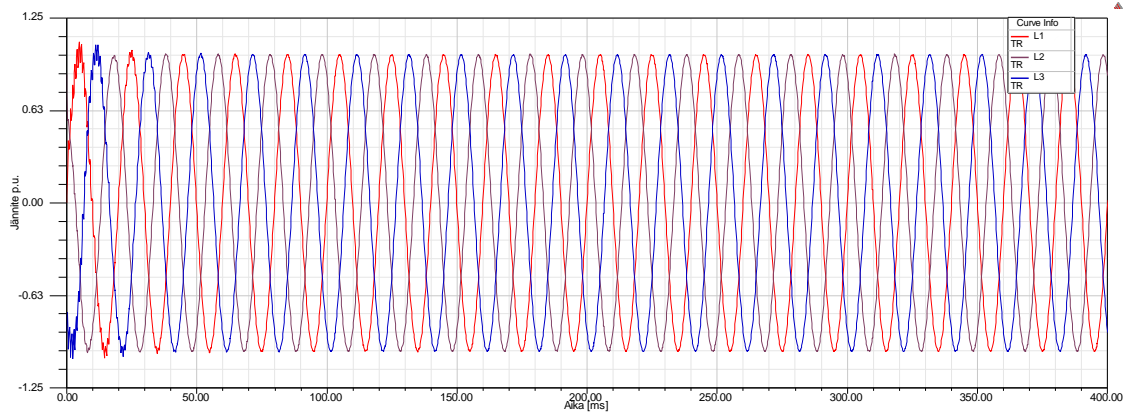


Kuva 18. Vertailumallin säätimen referenssi- ja mittausravot ajan funktiona. Ylhäältä lähtien arvot ovat: Välipiirin jännite, d-suuntainen virta, q-suuntainen virta ja alimpana on taajuusreferenssi sekä kytkettävän jännitteen mittausravo, josta voidaan laskea modulointi-indeksi.

Kuten kuvasta nähdään, saavutetaan jatkuvuustila ja jatkuvuustilan vaihtelu on hyvin pientä. Seuraavaksi tarkastellaan virtojen ja jännitteiden suuruuksia jatkuvuustilassa, kuvat 19 ja 20.

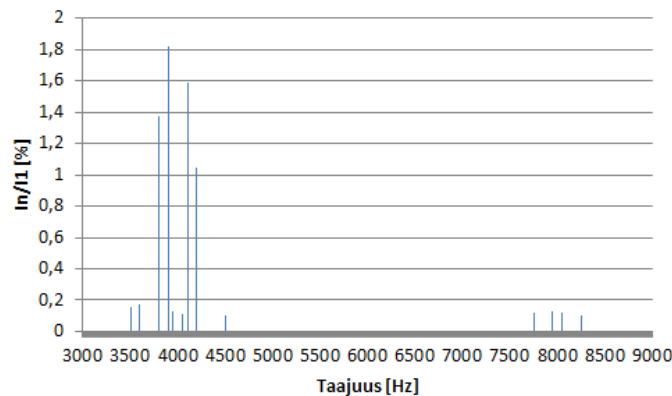


Kuva 19. Verkon virta suhdearvoina.

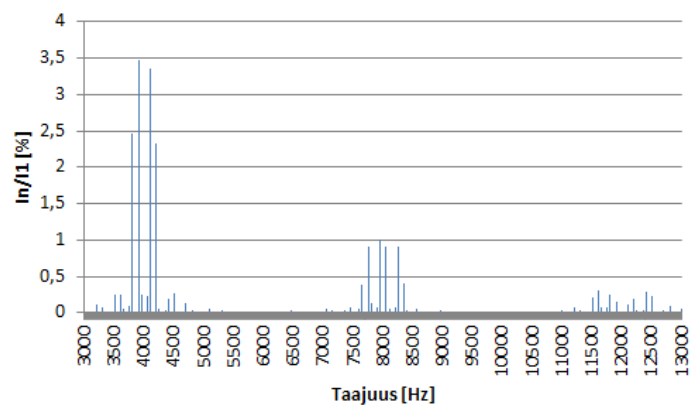


Kuva 20. Verkon jännite suhteina.

Kuten kuvista havaitaan tasoittuvat virta ja jännite p.u. arvoisesti oikealle tasolle. Näillä säädön parametreilla jatkuvuustilan saavuttamiseen menee noin 60 ms. Harmonisia ja virran väreitä tarkastellaan aikavälillä 200-400 ms. Verkon puoleisen virran merkittävimmät harmoniset esitetään kuvassa 21 ja verkkovaihtosuuntaajan puoleisen virran harmoniset kuvassa 22.



Kuva 21. Sähköverkonpuoleisen virran taajuusspektri merkittävimpien harmonisten osalta suhteutettuna perusaaltoon.



Kuva 22. Verkkovaihtosuuntaajanpuoleisen virran taajuusspektri merkittävimpien harmonisten osalta suhteutettuna perusaaltoon.

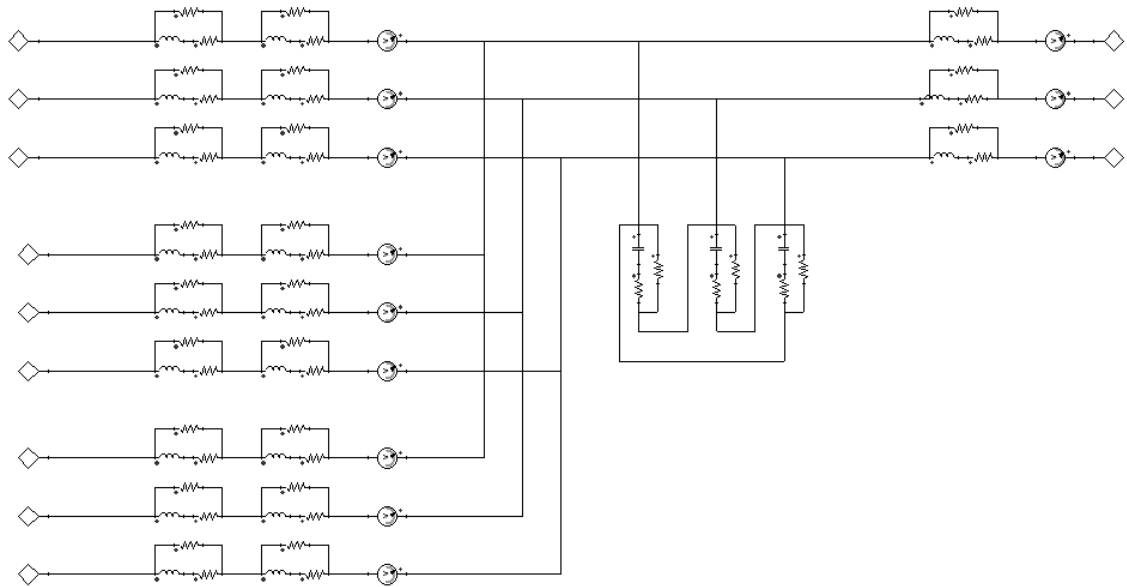
Näistä voidaan laskea THD arvot yhtälöllä (2.25) sekä virran väre yhtälöllä (2.20). Verkonpuoleisen virran THD on 3,46 % ja verkkovaihtosuuntaajan 7,14 %. Verkkovaihtosuuntaajan virran väre on vain noin 3 %. Tästä havaitaan sekä se, että jo mitoitettu suodin toimii halutunlaisesti sekä se, että malli toimii.

5.4 Kolmen IGBT-moduulin limittely 4kHz

Vertailumallista katsottiin suuntaa-antavia arvoja sekä osoitettiin säätömallin toimivan halutunlaisesti. Koska malli on toimiva yhdellä kanavalla, voidaan jatkaa kolmen kanavan tapaukseen. Tässä kappaleessa esitellään ensin simulointimalli, jonka jälkeen suoritetaan simulointeja, joiden avulla tarkastellaan teorian oikeellisuutta ja etsitään ratkaisua, joka sopii tutkittavaan sovelluskohteeseen.

5.4.1 Simulointimallit

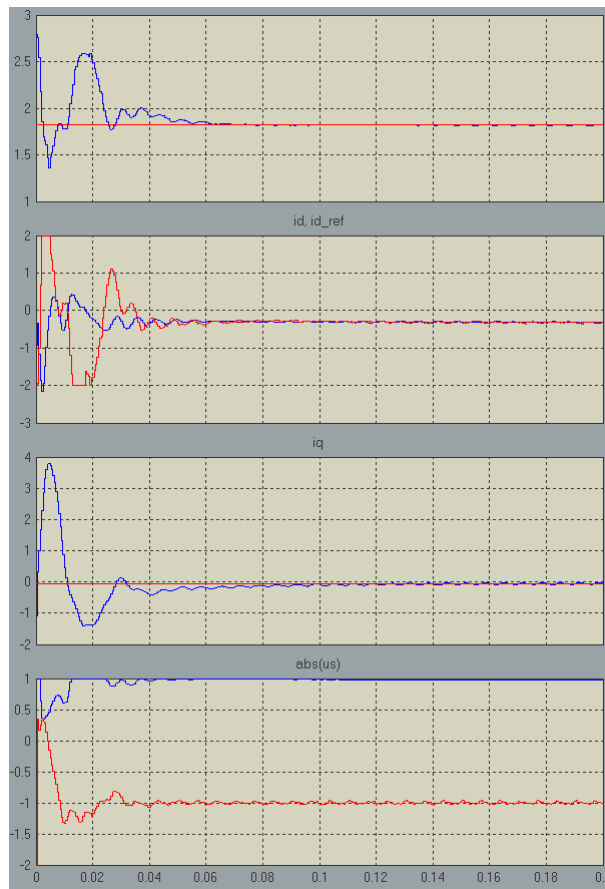
Limittelymallissa suurin eroavaisuus tulee LCL-suotimeen, kuva 23. Kuvista 13 ja 14 voi tarkastella eroavaisuuksia tarkemmin. Pääpiirin simulointimallin sisältö on esitetty tarkemmin liitteessä I. Esimerkiksi Abusara ja Sharkh (2013) ovat teoriatarkastelun pohjalta luoneet suunnittelusäännöt, joiden avulla pitäisi päästä lähelle haluttua lopputulosta. Toisaalta kappaleessa 2.6 esitettiin suhteet, joiden avulla voidaan saavuttaa vastaava lopputulos virran väreen osalta kuin vertailumallissa. Oletuksena on tietenkin, että suodin on suunniteltu ei-limitellylle järjestelmälle. Koska juuri tällainen tapaus on kyseessä, käytetään esitettyjä suhteita. Nyt verkkovaihtosuuntaajan puoleinen induktanssi on jaettu kolmeen osaan, koska limittäisten kanavien lukumäärä p on kolme. Kun mitoitetaan suodin limittelykulmalle $360^\circ/p$, verkkovaihtosuuntaajan puoleiset induktanssit pysyvät samansuuruisina ja kapasitanssit pienenevät $1/p^2$ osaan verrattuna vertailumalliin, jossa kanavia on vain yksi vaihetta kohden. Tarvittava yhteismuotoinen kuristin realisoidaan lisäämällä kelat verkkovaihtosuuntaajan puoleisten kelojen ja kondensaattorien väliin. Näissä keloissa käytetään kytkentäkerrointa 1. Säätimen osalta muutokset ovat pienempiä. Jokaista verkkovaihtosuuntaajaa ohjataan erillisellä säätimellä, joihin asetetaan limittelykulmat kohdalleen.



Kuva 23. Limittelymallin suodin. Verkkovaihtosuuntaajan puolella olevat kaksi kelaava kuvaavat perusinduktanssia ja CM-kuristinta. Kuvassa näkyvät virranmittaukset ovat kohdat, joissa tarkastelua tehdään.

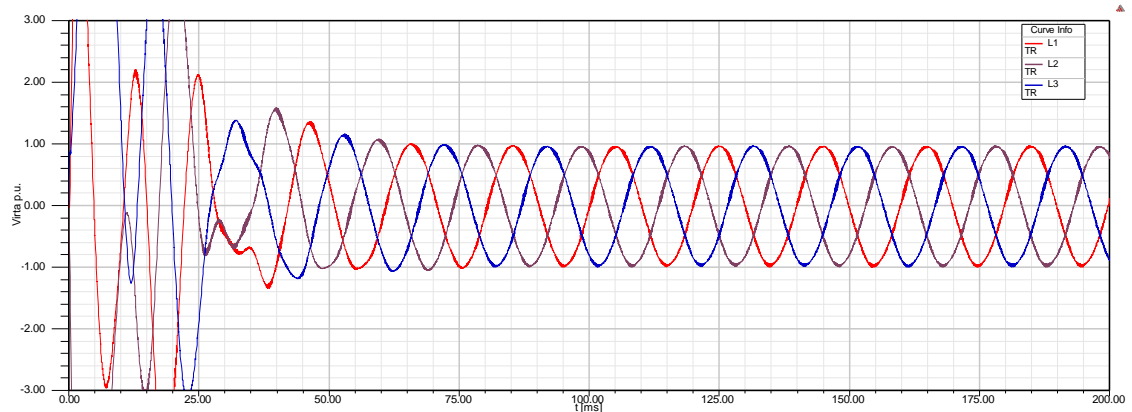
LCL-suotimessa kondensaattorit ovat kytkettyinä kolmioon ja CM-kuristin on jo lisätty malliin. Tässä simulaatiossa CM-kuristimen arvo merkityksettömän pieni, jottei se suodattaisi kiertovirtoja. Kuten kuvassa 14 esitettiin, on CM-kuristin invertterikohtainen.

Tarkastellaan ensin jälleen säädön asettumista. Kuten teoriassa selvennettiin, täytyy jokaista kanavaa säätää erikseen, mikä näkyy luonnollisesti säätimen referenssiarvoissa. Kuvassa 24 on yhden kanavan säädin.

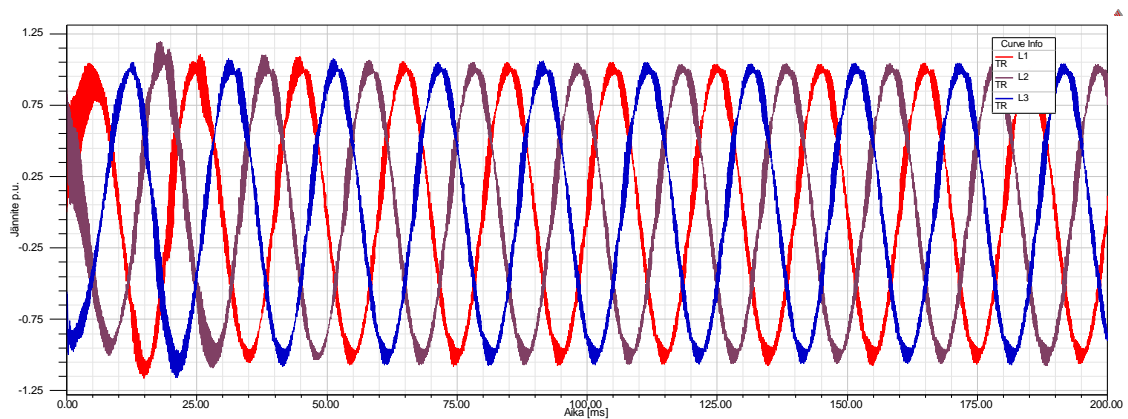


Kuva 24. Limitellyn mallin yhden kanavan säätimen referenssi- ja mittausrvot ajan funktiona. Muuttujat ovat samat kuin kuvassa 18.

Kuten kuvasta huomataan, saavutetaan jatkuvuustila nytkin. d-suuntainen virta on nyt kolmannes vertailumalliin nähden, kuten kuuluu ollakin. Tässä vaiheessa jatkuvuustilan vaihtelu on vielä kohtalaisen suurta, mutta riittävän pieni ensimmäisten simulointien kannalta. Myöhempiä simulointeja varten jatkuvuustilan vaihtelua pienennetään säätöparametreja ja laskenta-aikoja muuttelemalla.



Kuva 25. Verkon virran asettuminen limitellymallissa.



Kuva 26. Verkon jännitteen asettuminen limittelymallissa

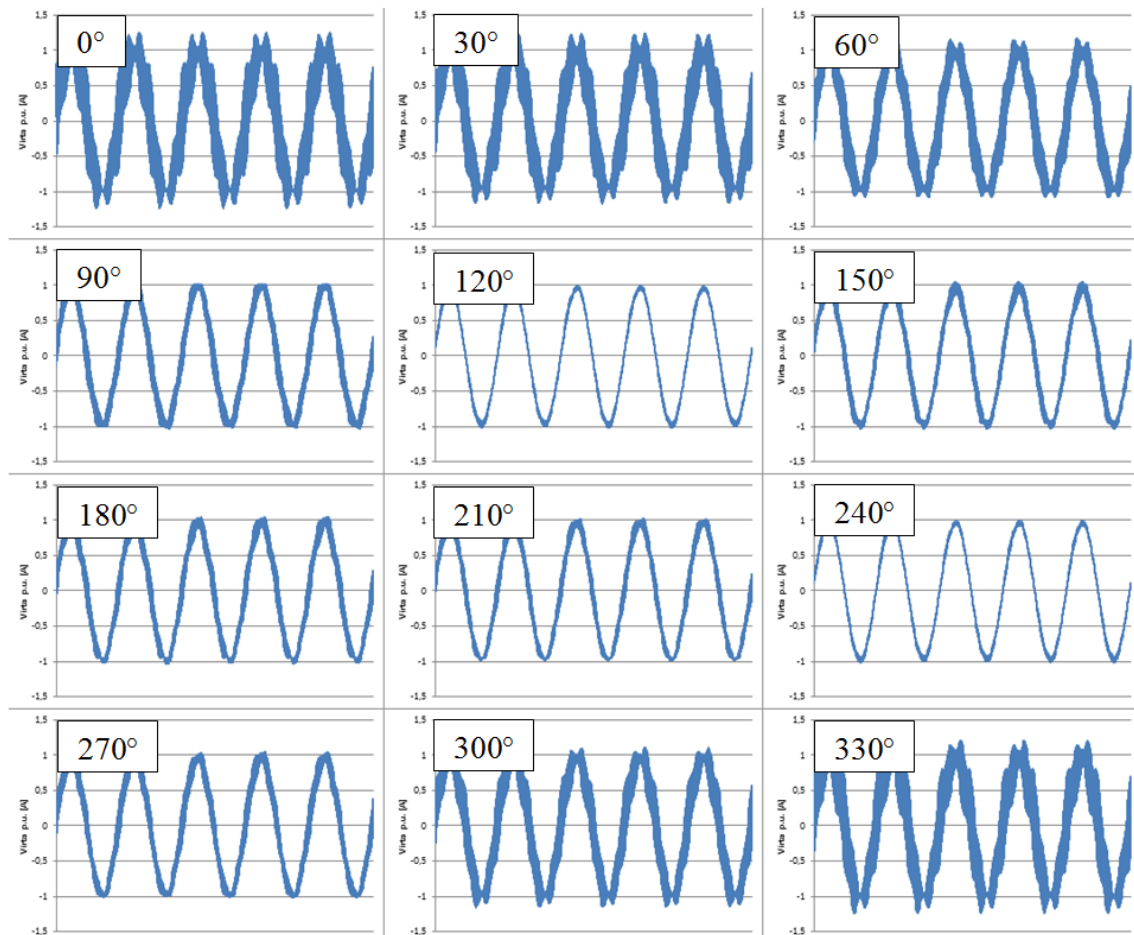
Kuvista nähdään myös tämän simulointimallin toimivan halutulla tavalla. Nyt säädin on osoitettu toimivaksi myös limittelymallissa, joten varsinaiset simuloinnit voidaan aloittaa.

5.4.2 Limittelykulma

Ensimmäinen muuttuja, jonka suhteen simuloiteja tehdään, on limittelykulma. Teoriassa esitettiin, että limittelykulmalla on suuri merkitys muiden muassa virran väreen suuruuteen. Lähtökohtana tätä tutkimusta suunniteltaessa oli, että limittelykulma on $360^\circ/p$.

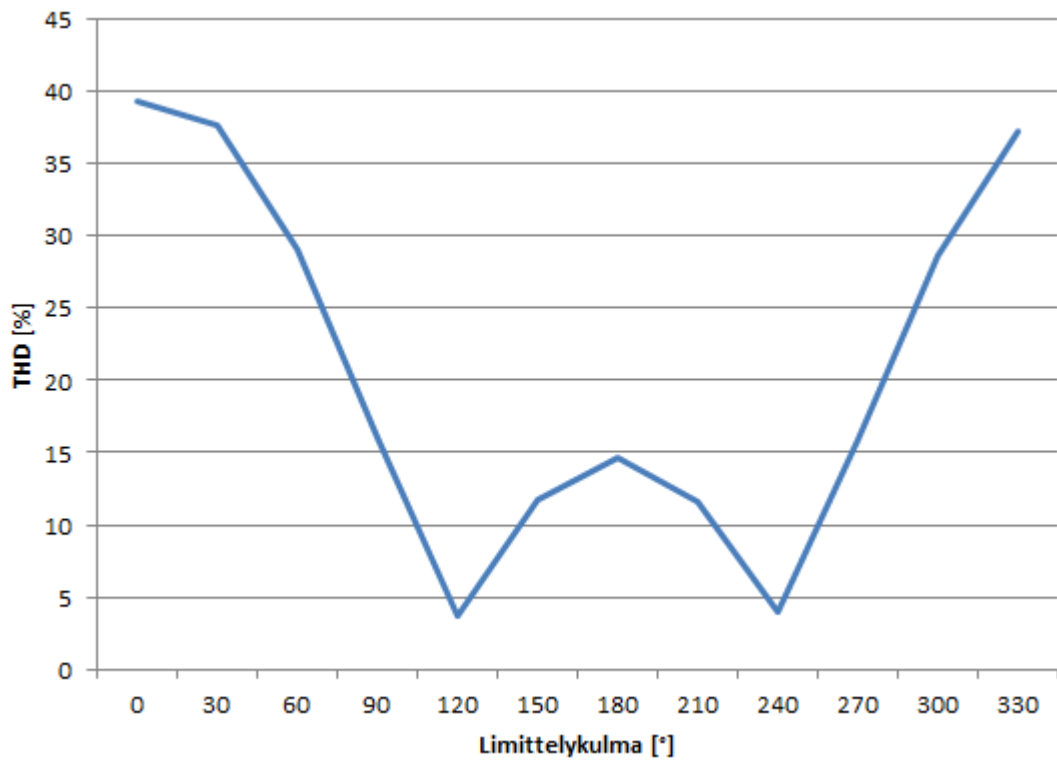
5.4.2.1 Sähköverkon puoli

Limittelystä aiheutuvien ongelmien, kuten kiertovirtojen, ei pitäisi juuri näkyä sähköverkon puolella, mutta sähköverkkoa tutkimalla nähdään onko esitetty yksinkertaistus suotimen induktanssien suhteista oikein. Mittauspiste on kuvassa 23 oikealla näkyvä virranmittaus vaiheesta L1. Aloitetaan tarkastelemalla, miltä verkonpuoleinen virta näyttää, kuva 27. Kuvaan on otettu 5 jaksoa jatkuvuustilasta.



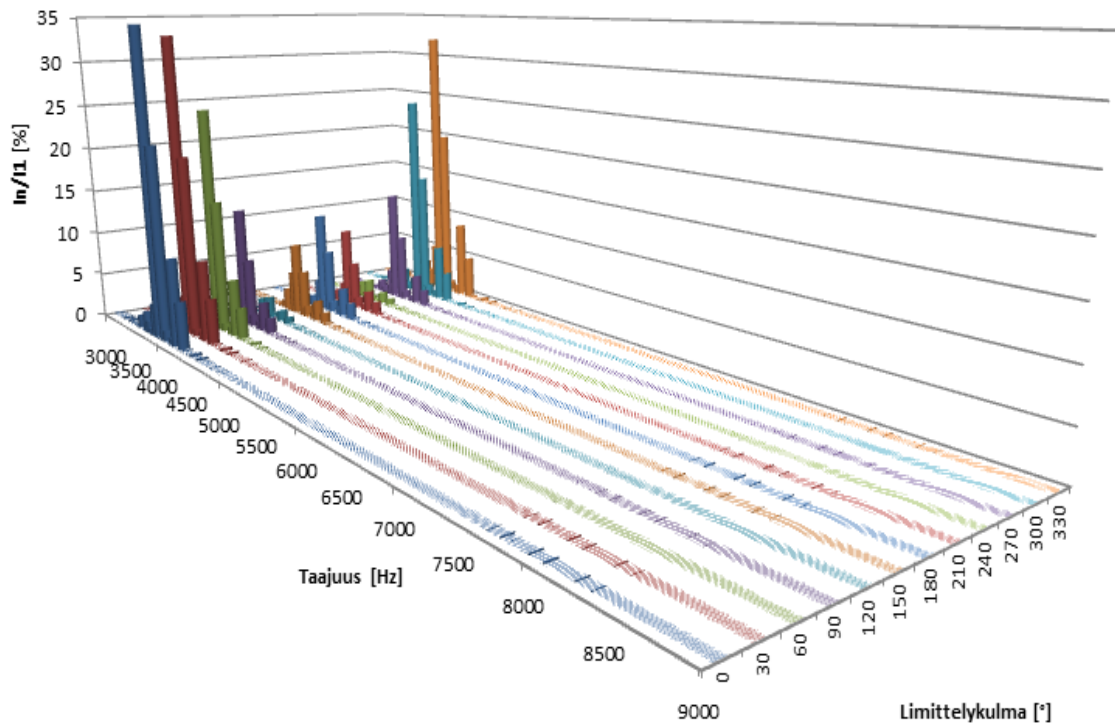
Kuva 27. Sähköverkonpuoleinen virta limittelykulman funktiona. Asteluku kuvaajien yläkulmassa tarkoittaa limittelykulmaa. Selkeyden takia vaaka-akselin muuttuja, aika [s], on jätetty piirtämättä.

Kuvasta 27 nähdään, että 5. ja 9. kuvaaja omaavat selkeästi pienimmät virran väreet. Näitä vastaavat limittelykulmat ovat 120° ja 240° . Tarkastellaan seuraavaksi THD arvoja, kuva 28. Toisin sanoen näissä kohdissa tarvittava suodatus on pienin. THD saa olla noin 4 %:n suuruinen, joten katsotaan, täyttyykö kriteeri millään limittelykulmalla.



Kuva 28. Sähköverkon puoleisen virran THD limittelykulman funktiona.

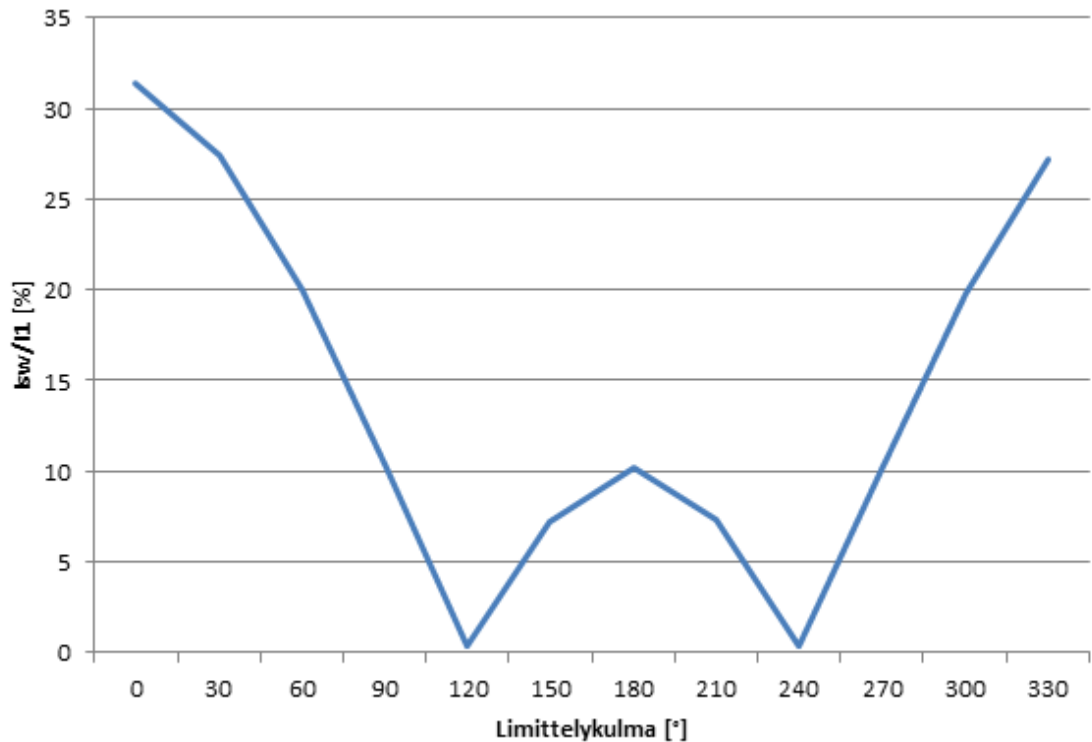
Kuten kuvasta 27 saattoi päätellä, on myös THD pienin limittelykulmilla 120° ja 240° . Näillä limittelykulmilla THD pysyy myös juuri sallituissa rajoissa. Piirretään seuraavaksi 3D-kuvaaja harmonisspektristä, jossa näkyvät merkittävimpien harmonisten suuruus suhteessa perustaajuuteen, kuva 29.



Kuva 29. Merkittävimmät harmoniset suhteutettuna perustaajuuden amplitudiin limittelykulman funktiona.

Spektrikuvaajan perusteella voidaan todeta, että kytkentätaajuudella ja sen monikerroilla olevat harmoniset pienenevät merkittävästi, kun lähestytään 120° tai 240° limittelykulmaa. Vaikka 8 kHz:n kohdalla ei näy juuri minkäänlaisia piikkejä, on sen osuus kuitenkin prosentuaalisesti merkittävä limittelykulman ollessa lähellä 120° :tta tai 240° :tta. Muutoin 4 kHz:n osuus on selkeästi merkittävin verkon näkökulmasta.

Taulukkoon 8 lasketut arvot pitävät melko tarkasti paikkansa, kun vertaillaan 4 kHz:n taajuuden amplitudeja. Valitaan 0° :een arvoksi 1, jolloin 30° pitäisi olla 0,91, 60° 0,67, 90° 0,33 ja niin edelleen. Tarkastellaan vielä kytkentätaajuuden läheisyydellä olevien spektripiikkien amplitudien summaa suhteessa 50 hertsin amplitudiin, kuva 30, jolloin nähdään tarkemmin taulukon 8 paikkansapitävyys. Laskennassa huomioidaan neljää amplitudiltaan suurinta piikkiä.

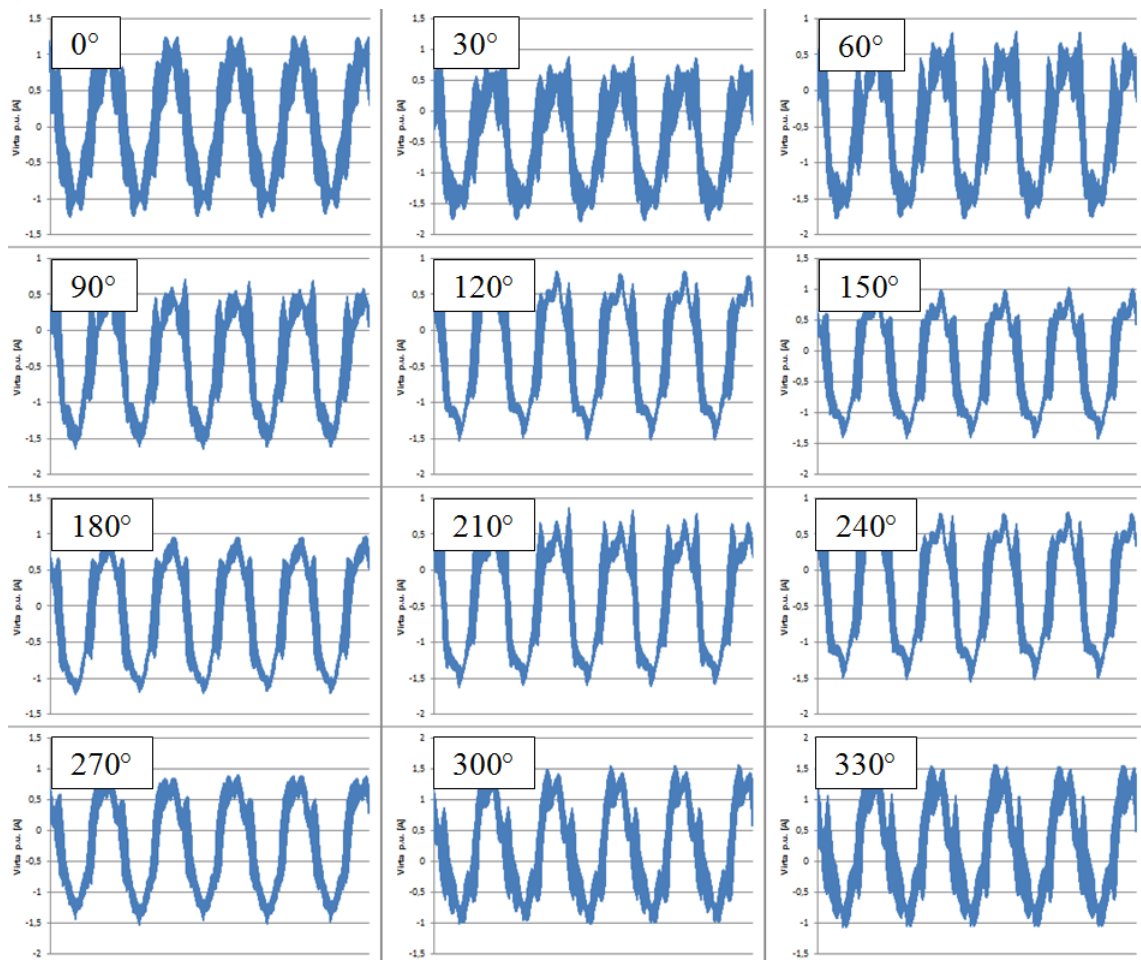


Kuva 30. Kytentätaajuudella olevien harmonisten virtojen suhde perustaajuuden virtaan limittelykulman funktiona.

Kuvasta 30 nähdään samalla yksinkertaistettuna virran väreen suuruus, mikäli kyseisessä kohdassa 4 kHz:n amplitudi on suurin harmoninen. Kaikki edellä esitetyt tulokset koskivat sähköverkon puoleista osaa, ja näiden tulosten perusteella suodin täyttää sille asetetut vaatimukset.

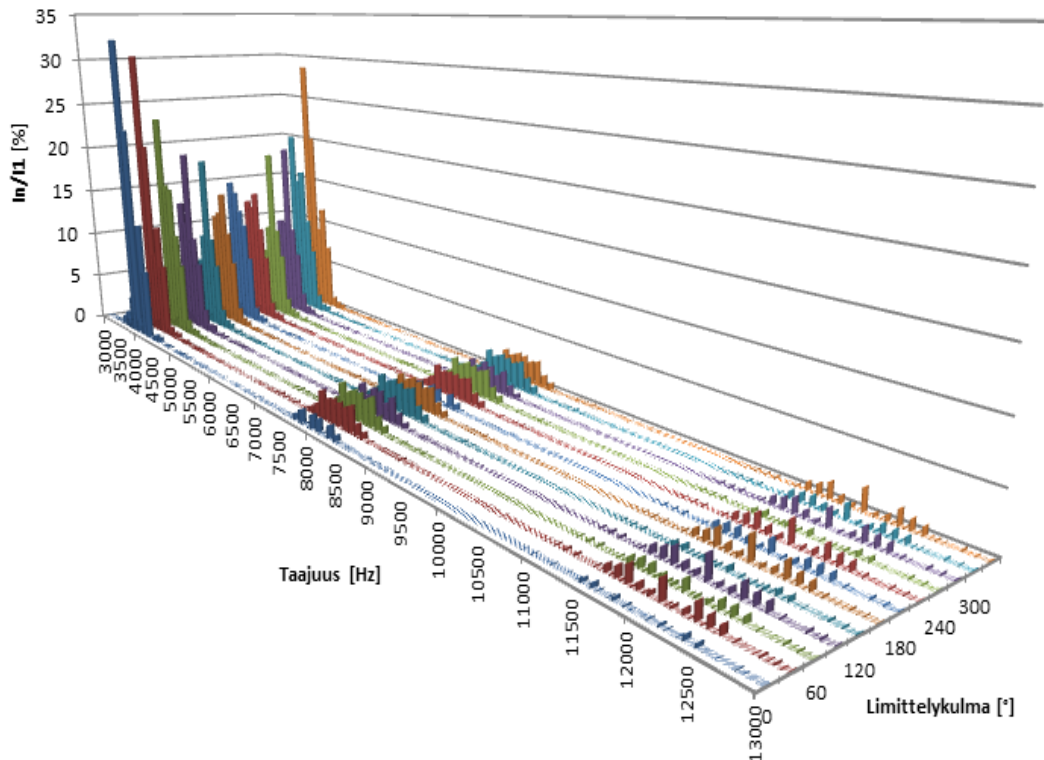
5.4.2.2 Verkkovaihtosuuntaajan puoli

Oletuksena oli, että suurimmat ongelmat tulevat verkkovaihtosuuntaajan eri kanavien välillä. Tehdään vastaava tarkastelu myös verkkovaihtosuuntaajan yhden vaiheen yhden kanavan lähdöstä ensimmäisen induktanssin jälkeen, kuvassa 23 vasemmalla näkyvät virranmittaukset. Tässä kohdassa virrassa pitäisi näkyä rinnakkaisten kanavien keskinäiset vaikutukset. Aloitetaan virtakuvaajista, kuva 31.



Kuva 31. Verkkovaihtosuuntaajanpuoleinen virta yhden vaiheen yhden kanavan lähdöstä. Limittelykulma on merkitty kuvaajien yläkulmiin. Selkeyden takia vaaka-akselin muuttuja, aika [s], on jätetty piirtämättä.

Nyt havaitaan, kuinka kiertovirtoja esiintyy eri moduulien välillä. Kiertovirrat näkyvät kuvassa kahdella eri tavalla; virtapiikkeinä ja nollassa siirtymisenä. Ensimmäinen kuvaaja vastaa tilannetta, jossa limittelyä ei tapahdu ollenkaan. Tässä virtakuvaajassa ei näy myöskään erikoisia kiertovirtoihin viittaavia virtapiikkejä, ja sen nollassa on oikeasti 0. Edellä havaittiin, että paras lopputulos sähköverkon puolella saavutetaan 120° ja 240° limittelykulmilla. Näillä kulmilla nollassa on tämän kanavan osalta $-0,5$ p.u. Kahdella muulla kanavalla nollassat eivät luonnollisesti ole samat, koska virtojen summasta täytyy tulla sama kuin suodattamattomasta verkon virrasta. Vaikka tämä ei ole millään muotoa sallittu lopputulos, tarkastellaan harmonisisältöä, kuva 32.



Kuva 32. Harmonissisältö suotimen verkkovaihtosuuntaajan puolelta taajuuden funktiona. Harmoninen on suhteutettuna perustaajuuden amplitudiin.

Nyt harmonisia näkyy myös 12 kHz:n taajuudella. Tämän lisäksi kytkentätaajuuden läheisyydessä on kymmenien prosenttien suuruisia amplitudipiikkejä. Kytkentätaajuudella olevat piikit saisivat olla korkeintaan noin 10 % suuruisia. Lisäksi virtakuvaajista nähtävä matalataajuisten virtojen osuus on aivan liian suuri. Mittauspiste on verkkovaihtosuuntaajan yhden vaiheen yhden kanavan lähdöstä, joten virran väreiden ja harmonisten kumoutuminen eivät näy muutoin kuin kiertovirtojen aiheuttamana.

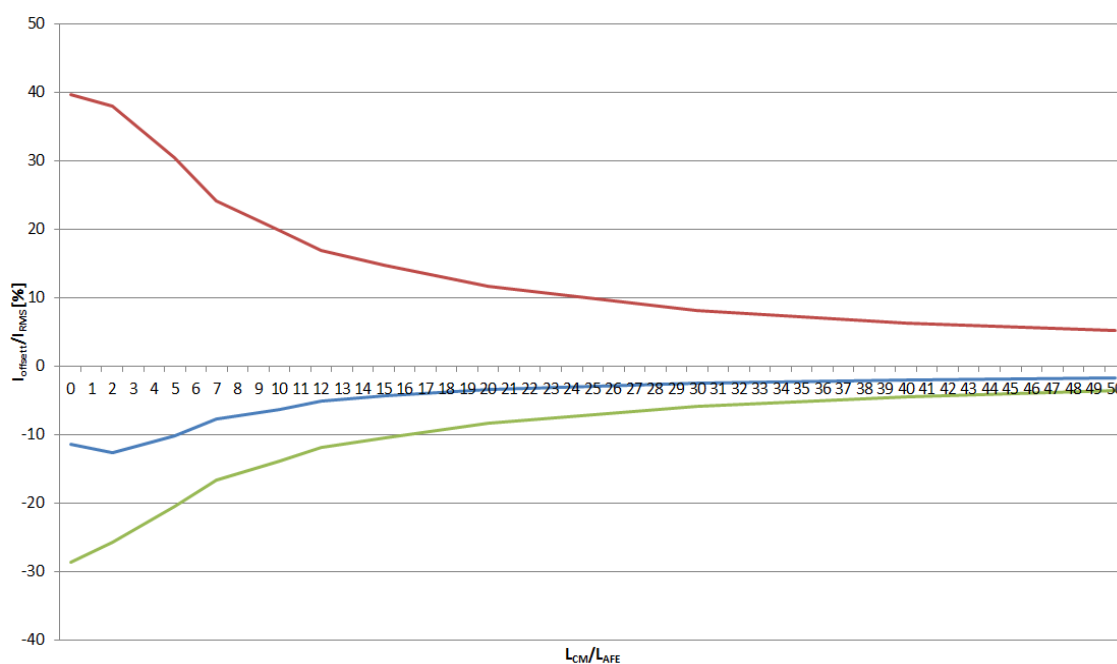
5.4.3 Kiertovirtojen suodatus

Edellisistä simuloinneista havaittiin, että kiertovirtoja esiintyy kanavien välillä runsaasti. Kappaleessa 3.2 esitettiin keinoja suodattaa kiertovirtoja. Tutkitaan seuraavaksi näitä menetelmiä. Luvussa puhutaan matala- ja korkeataajuisista virtakomponenteista, joiden suodattumista tarkastellaan. Tässä yhteydessä matalataajuisella tarkoitetaan käyrämuodon nollatason siirtymiseen vaikuttavia komponentteja ja korkeataajuisella virran käyrämuotoon vaikuttavia komponentteja. Esimerkiksi sovelluksessa, jota Xing et al. (1999) tutkivat, 20 Hz:n komponentti oli

selkeästi näkyvä. Edellä määritetyn perusteella tämä taajuus kuuluu siten matalataajuuksien kategoriaan.

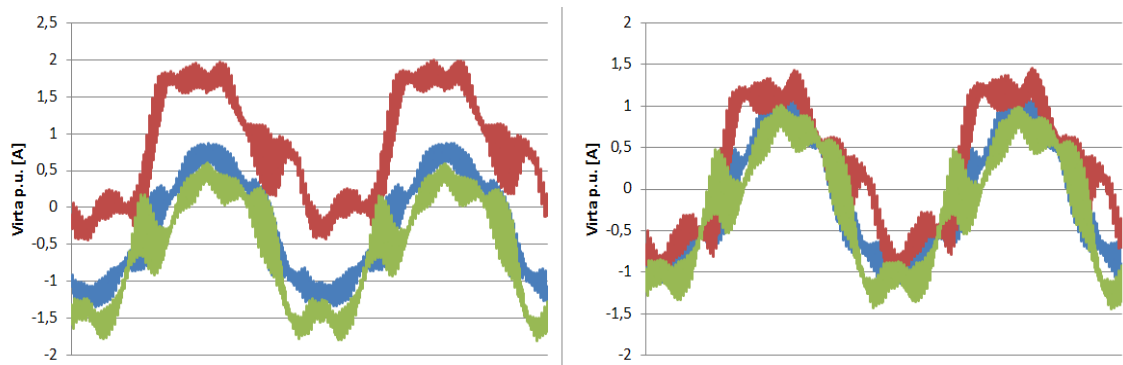
5.4.3.1 Yhteismuotoinen kuristin

Ensimmäisenä tutkitaan perinteistä CM-kuristinta. Kelojen kytkeytymiskertoimena käytetään arvoa 1 eli ne kytkeytyvät toisiinsa täydellisesti, eikä hajavuota esiinny. Tämä on luonnoton tilanne, mutta antaa kuvan kuristimen vaikutuksista. Tarkemmat perustelut kytkentäkertoimelle 1 on esitetty kappaleessa 3.2.2. Kuvassa 33 on esitettyä simulointitulokset, kun CM-kuristimen arvoa on kasvatettu pitäen kaikki muut parametrit vakioina. Kuvassa vaaka-akselilla on CM-kuristimen induktanssi suhteessa verkkovaihtosuuntaajan puoleisen kelan induktanssiin. Tarkastelussa tästä käytetään termiä induktanssisuhde.



Kuva 33. Virran matalataajuuksien komponenttien suhde yhden kanavan haluttuun tehollisarvoon induktanssisuhteen funktiona. Kuvassa on esitetty jokaisen verkkovaihtosuuntaajan sama vaihe.

Kuten kuvasta 33 havaitaan, vaatii matalataajuuksien komponenttien suodattamisen valtavan yhteismuotoisen kuristimen. Koska nämä matalat taajuudet eivät näy verkon puolella, ovat ne kiertovirtoja ja siten niiden summan täytyy olla 0. Punaisen kuvaajan viimeinen arvo on 5,2 %, joka saavutetaan induktanssisuhteella 50. Vielä induktanssisuhteen ollessa 1000, suurin osuus on noin 0,5 % suuruinen. Tarkastellaan vielä virtojen käyrämuotojen avulla suodattumista.



Kuva 34. Jokaisen verkkovaihtosuuntaajan yhden vaiheen virta kahden jakson ajalta jatkuvuustilassa. Vasemmalla ovat virrat induktanssisuhteella 2,5 ja oikealla induktanssisuhteella 50.

Kuvien 33 ja 34 perusteella on selvää, että matalataajuiset komponentit suodattuvat, mutta korkeataajuisissa komponenteissa ei ole nähtävissä ainakaan merkittävää muutosta. Vaikka matalataajuiset komponentit pystytäänkin poistamaan suhteettoman suurella CM-kuristimella, eivät virtojen käyrämuodot oleellisesti parane. Korkeataajuisia kiertovirtoja ei siis saada kumottua, vaikka tehollis- ja keskiarvot näyttävätkin hyviltä.

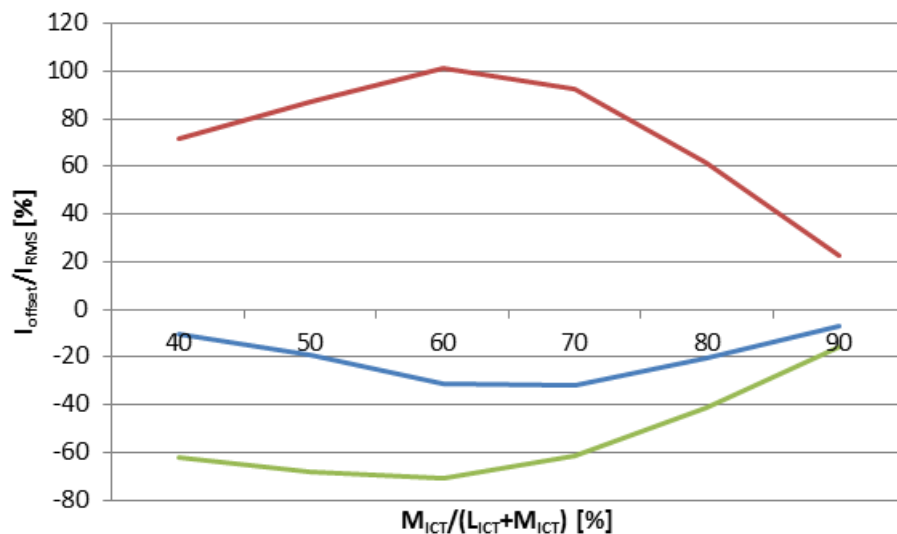
Lopuksi lasketaan virran väre ja THD induktanssisuhteella 50. Virran väre verkkovaihtosuuntaajan puolella on 8,09 % ja THD verkon puolella 4,22 %. Näiltä osin suodatus on riittävä, vaikka THD onkin hieman tavoitetasoa ylempänä.

5.4.3.2 ICT

Tutkittaessa *intercell* -muuntajaa täytyy varioida keskinäisinduktanssia. Suurin mahdollinen itseisarvo on -0,5 taulukon 9 perusteella. Tämä tarkoittaisi kuitenkin sitä, että rinnakkaisten kanavien virtojen hetkittäisarvojen ollessa samat, ei verkkovaihtosuuntaajan suotimessa muodostuisi induktanssia ollenkaan verkkoon päin, vaan kaikki induktanssi tulisi rinnakkaisten moduulien välille. Simuloinnit suoritetaan pienentämällä itseisinduktanssin arvoa 1/3 -osaan edellisiin simuloiteihin verrattuna. Tällöin ekvivalenttinen induktanssi on 1/9 osaa vertailumalliin nähden. Kytkeytymiskerrointa ja siten keskinäisinduktanssin osuutta muutellaan siten, että itseisinduktanssin arvo pysyy vakiona. Keskinäisinduktanssin osuuden kasvattamista varten kasvatetaan siis samalla kokonaisinduktanssia.

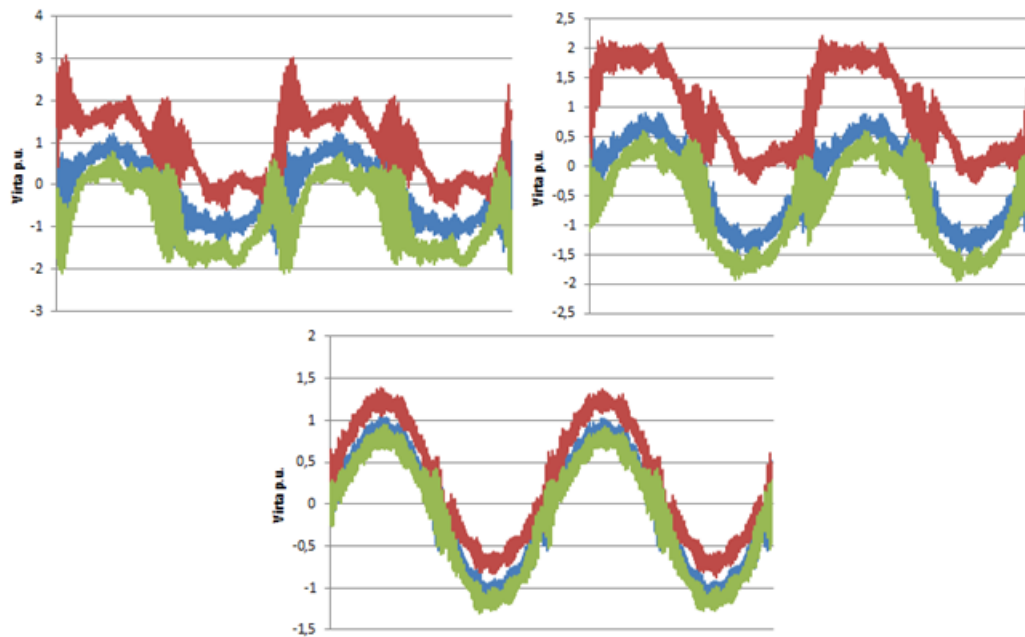
Edellä määritellyt arvot valitaan, jotta simulointien välillä induktanssi verkkovaihtosuuntaajan ja verkon välillä pysyy vakiona, jolloin vain

keskinäisinduktanssin vaikutuksia päästään tarkastelemaan. Itseisinduktanssia lasketaan vertailumalliin nähden, jotta saadaan mahdollisimman monella eri arvolla tuloksia, muuttamatta muita simulointiparametreja. Myös teoriassa esitetty oletus induktanssin tarpeen vähenemisestä tukee valintaa. Tällä valinnalla saadaan tarkasteltua tuloksia todellisemmilla arvoilla eli tilanteista, joissa ICT:n keskinäisinduktanssin osuus on suuri. Ensin tarkastellaan matalataajuisten virtojen osuuksia, kuva 35.



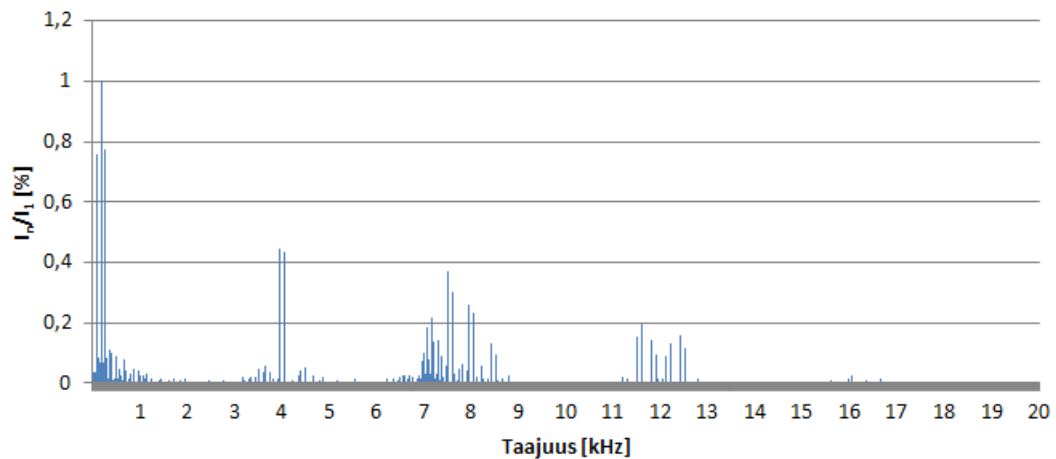
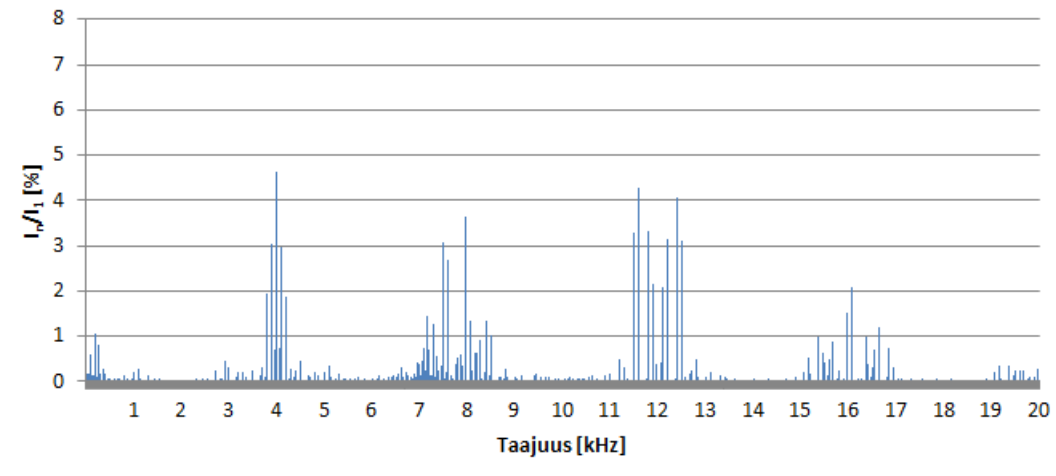
Kuva 35. Virran matalataajuisten komponenttien suhde yhden kanavan haluttuun tehollisarvoon. Vaaka-akselilla on keskinäisinduktanssin osuus kokonaisinduktanssista. Kuvassa on esitetty jokaisen verkkovaihtosuuntaajan sama vaihe.

Koska ICT vaikeuttaa virran kulkua moduulista toiseen, vähenee kiertovirtojen osuus merkittävästi, kun verkkovaihtosuuntaajien välillä oleva induktanssi kasvaa suuremmaksi, kuin verkkovaihtosuuntaajasta verkkoon oleva induktanssi. Toisin sanoen ICT:n keskinäisinduktanssi on suurempi kuin kokonaisinduktanssi välipiiristä verkkoon päin. Käytetyillä induktanssiarvoilla kohta, jossa $M_{ICT}=L_{ICT}+L_{filt,grid}+L_{grid}$ on noin 61,7 %. Kuvasta 35 havaitaan taitoskohdan olevan juuri tässä kohdassa, jonka jälkeen kiertovirtojen osuus pienentyy keskinäisinduktanssin kasvaessa. Sekä tästä simuloinnista että teorian perusteella voidaan olettaa, että virrat ovat nyt sinimuotoisempia kuin CM-kuristimen tapauksessa. Tarkastellaan siis vielä virtojen käyrämuotoja kohdissa, joissa keskinäisinduktanssin osuus induktanssista on 50, 70 ja 90 %.



Kuva 36. Jokaisen verkkovaihtosuuntaajan saman vaiheen virran käyrämuodot jatkuvuustilassa kahden jakson ajalta. Alkaen ylhäältä vasemmalta ICT:n keskinäisinduktanssin osuus induktanssista on 50, 70 ja 90 %.

Kuvaajista havaitaan selkeästi, kuinka sekä matala- että korkeataajuiset kierovirrat vähenevät. Viimeisessä kuvaajassa eli keskinäisinduktanssin osuuden ollessa 90 % virta näyttää jo hyvinkin sinimuotoiselta. Koska tulos on näinkin hyvä, tarkastellaan vielä kyseisestä tapauksesta harmonisisältöä molemmilta puolilta suodinta, kuva 37.



Kuva 37. Taajuusspektrit suotimen molemmilta puolilta. Ylhäällä Verkkovaihtosuuntaajan ja alhaalla verkonpuoleinen spektri.

Nyt nähdään, kuinka hyvin suodatus toimii. THD on verkon puolella vain 1,85 %, mikä on reilusti alle tavoitetason. Spektreistä nähdään myös, että matalataajuiset osat eivät suodatu pois. Tätä varten tarvitaan CMO-optimointia. Verkon puolella suurin piikki näkyy 200 Hz:n kohdalla. Kytkentätaajuuden ja sen monikertojen läheisyydellä olevat virtakomponentit sen sijaan suodattuvat erittäin hyvin. Luonnollisesti suodatus vaikuttaa harmonisspektriin, mutta myös rinnakkaisten kanavien resiprookkinen virtojen kumoutuminen sekä kiertovirrat pienentävät näillä taajuuksilla olevia virtakomponentteja. Näissä simuloinneissa resonanssitaajuus asetettiin 7 kHz:n kohdalle, joka näkyy myös taajuusspektrissä.

Vertailumalliin nähden taajuusspektrit ovat selkeästi erilaiset. Taulukkoon 10 on koottu oleellisia tuloksia näiden kahden eroavaisuuksista.

Taulukko 10. Merkittävimpien harmonisten osuudet vertailumallissa ja ICT suodatetun limitellyn mallin osalta.

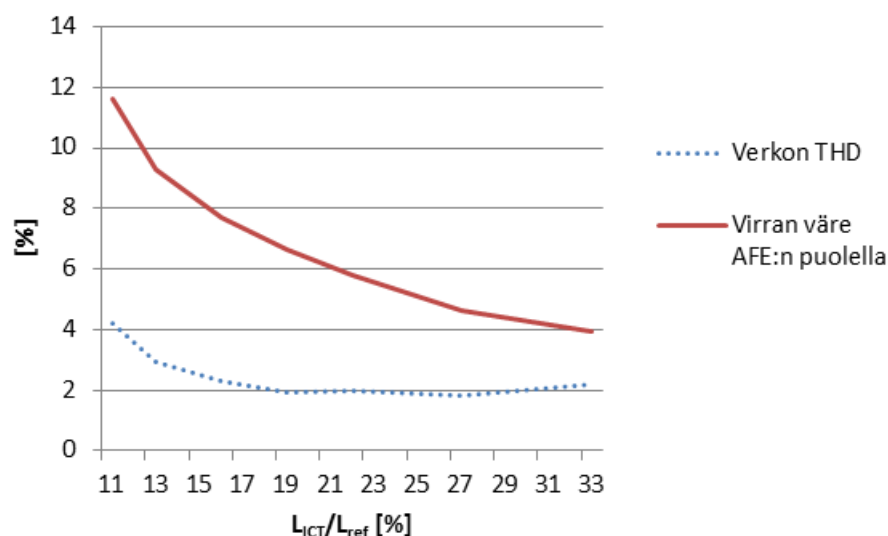
	Malli	Suurimman piikin suuruus verrattuna perusaaltoon[%]				
Verkkovaihtosuuntaajan puoli	Vertailu	3,5	1,0	0,3		
	Limitelty	4,6	3,6	4,2	2,1	0,3
Verkon puoli	Vertailu	1,8	0,1			
	Limitelty	0,4	0,4	0,2		
	Taajuus [kHz]	4	8	12	16	20

Vaikka limitellymässä harmonisisältö verkkovaihtosuuntaajan puolella onkin suurempi, saavutetaan ICT:llä huomattavasti pienempi harmonisisältö verkon puolella. Toki huomioitava on, että kyseessä ovat yksittäistapaukset ja monet tekijät tekevät suorasta vertailusta vähintäänkin kyseenalaista. Toisaalta moneen otteeseen on todettu, että verkon näkökulmasta limitelty järjestelmä on parempi, kun ongelmat painottuvat verkkovaihtosuuntaajan puoleiseen osaa.

Näitä simuloiteja varten verkkovaihtosuuntaajan puoleista perusinduktanssia pienennettiin korostetun paljon verrattuna CM-kuristimen tapauksessa ehdotettuun arvoon. Kuten Cougo et al. (2012) ovat analyttisesti todistaneet, on ICT:tä käytettäessä perusinduktanssi tarve paljon pienempi. Tämä myös pienentää suotimen fyysistä kokoa. Verkkovaihtosuuntaajien välinen induktanssi taas tulee pitää mahdollisimman suurena, johon puolestaan tarvitaan rautaa. Cougo et al. laskivat lisäksi fyysistä kokoa kahden rinnakkaisen kanavan tapaukselle. Riippuen mitä vaatimuksia suotimelle asetettiin, pieneni suodin 28-60 % perinteiseen kaksitasoinverteriin nähden.

5.4.4 Mitoitus

Edellä tutkittiin ICT:n käyttäytymistä ottamatta sen suuremmin kantaa mitoitukseen. Tässä kappaleessa tarkastellaan suotimen mitoituksen toteutumista kappaleessa 2.7.3 ehdotettujen mitoitusääntöjen pohjalta. Ensin pidetään kytketymisenä 90% ja katsotaan millä induktanssilla saavutetaan vaaditut virran väre ja verkon THD, kuva 38. Resonanssitaajuus pidetään jokaisessa simulointipisteessä 7 kHz:ssä. Toisinsanoen kapasitanssiarvo pienenee induktanssin kasvaessa yhtälön (3.2) perusteella.



Kuva 38. Verkon THD ja verkkovaihtosuuntaajan puoleinen virran väre induktanssin funktiona 90 %:n kytkeytymisellä. Pystyakselin prosenttiosuus on ilmaistu samoin kuin aiemmissa kuvissa. Vaaka-akseli kuvaa limittelymallin induktanssin osuutta referenssimallin induktanssista.

Nyt huomataan, että vaadittava induktanssi on noin kahdeksasosa vertailumallin induktanssista. Mitoituksissa ehdotettu on noin $1/p^2$, mutta siinä ei oteta kantaa ICT:n kytkeytymiseen. Tarkastellaan pienen induktanssin tapauksia myös 95 %:n kytkeytymisellä 6 ja 7 kHz:n resonanssitaajuudella, taulukko 11. Taulukossa on lisäksi edellä olevan kuvan vastaavat kohdat numeroarvoina

Taulukko 11. Verkkovaihtosuuntaajan virran väre ja verkon THD eri komponentti- ja taajuusarvoilla.

	L_{ICT}/L_{ref}	$1/9 \approx 0.11$	$5/36 \approx 0.14$
6 kHz, 95 %	Virran väre [%]	9,5	7,5
	Verkon THD [%]	1,9	1,9
7 kHz, 95 %	Virran väre [%]	10,9	8,6
	Verkon THD [%]	2,5	2,2
7 kHz, 90 %	Virran väre [%]	11,6	9,3
	Verkon THD [%]	4,2	2,9

Taulukon 10 ja kuvan 38 perusteella nähdään, että induktanssin tarve pienenee sitä enemmän mitä parempi kytkentä saadaan aikaiseksi. Edelliset tulokset osoittivat, että parempi kytkentä pienentää huomattavasti myös kiertovirtoja. Tämä on yksi muuttuja, joka vaatii lisätutkimuksia ja oikeita mittauksia, jotta voidaan nähdä minkälaiseen kytkeytymiseen todelliset ICT:t pystyvät.

Myös resonanssitaajuuden pienentäminen näyttäisi parantavan suotimen ominaisuuksia, mutta tässä tapauksessa 6 kHz ei ole kovinkaan hyvä vaihtoehto, koska se on 3 kHz:n monikerta. 3 kHz on kuitenkin aivan tavallinen kytkentätaajuus esimerkiksi ylilämpenemistä estävän kytkentätaajuuden laskun aikana (derating).

Lopuksi katsotaan vielä, toimiiko tämä suodin, jonka resonanssitaajuus jäykällä verkolla on 7 kHz:n, jos verkko onkin huomattavasti heikompi. Asetetaan verkon induktanssi 5-kertaiseksi. Samalla resonanssitaajuus alenee hieman yli 100 Hz. Simuloinnit tehdään 90 %:n kytketyymisellä ja induktanssi on 5/36 osaa vertailumallin induktanssista. Simulointien perusteella lasketut tulokset ovat THD = 1,2 % ja virran väre 9,4 %. Edellisiin tuloksiin verrattuna muutosta huonompaan ei tapahdu. Verkon THD itse asiassa puolittuu.

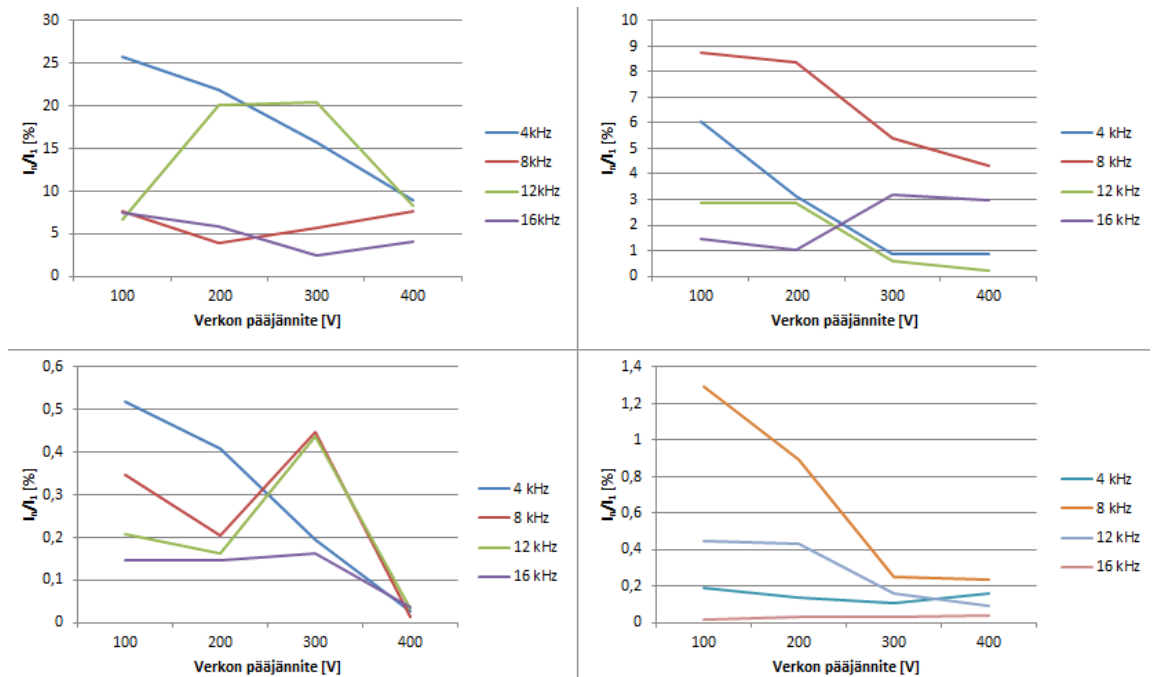
5.4.5 LVRT

Tutkitaan molempien limiteltyjen tapausten sekä vertailumallin toimivuutta LVRT-tilanteessa. Simuloinnit tehdään alentamalla verkon jännitetasoa asteittain. Säättöparametreja muutellaan, mikäli se on tarpeen järjestelmän stabilisoinniseksi. Välipiirin ohjearvo pidetään vakiona, jolloin modulointi-indeksi saadaan asetettua halutulle tasolle. Modulointi-indeksin muuttumisen pitäisi näkyä harmonisisällössä lisääntyvänä väreenä, mikä onkin mielenkiintoinen asia tässä testissä. Muutoin transienttitilanteet ovat säätötekniisiä ongelmia, eikä niitä siten tässä työssä tarkastella.

Koska käytettävää säädintä ei ole suunniteltu tällaisia erikoistilanteita varten, ei kaikilla malleilla päästä alle 100 V verkkojännitteeseen. Tarkoitus on nimenomaan tarkastella harmonisisältöjä, joten tämä jännitteen alentaminen vain 100 volttiin asti antaa riittävän lopputuloksen. Tuloksista jäävät kuitenkin pois hyvin pienet modulointi-indeksit.

5.4.5.1 Suodatus

Vertailumallin avulla tarkastellaan vain säädön toimintaa, joten sen tuloksia ei käsitellä. Kuvassa 39 on esitetty merkittävimpien harmonisten osuudet verkon jännitteen funktiona.



Kuva 39. Kytentätaajuuden ja sen ensimmäisten monikertojen virtojen suhteet perusaaltoon. Ylhäällä on AFE:n puoli alhaalla verkon puoli. Vasemmalla on ICT ja oikealla CM-kuristin.

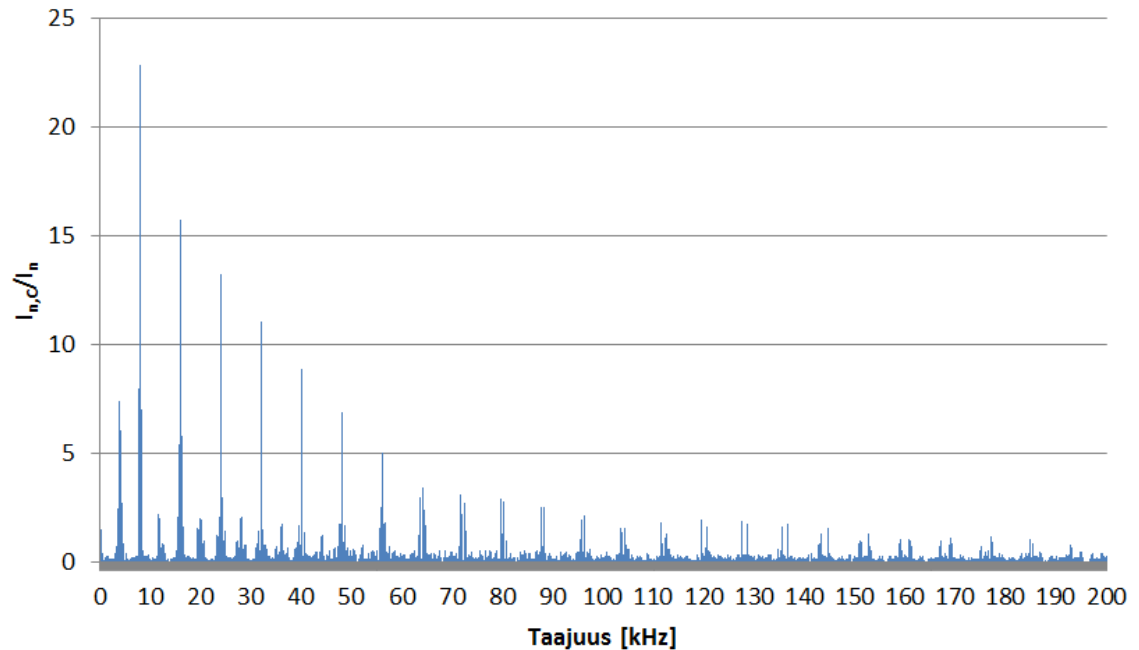
Kuten oletuksena oli, kasvaa verkkovaihtosuuntaajan puoleisen virran harmoniset huomattavasti. Etenkin kytentätaajuuden eli 4 kHz:n taajuuden osuus kasvaa huomattavasti. ICT:n tapauksessa virran väre kasvaa todella suureksi AFE:n puolella, mutta verkonpuoleinen virta ei paljoakaan muutu. Välipiirin kondensaattorin virrasta nähdään mahdollisesti kiertovirtojen osuuden muutos.

CM-kuristimen tapauksessa nähdään sama ilmiö, eli 4 kHz:n taajuuden osuus kasvaa huomattavasti. Nyt myös 8 kHz:n osuus kasvaa selkeästi. Vaikka harmoniset ovat AFE:n puolella pienempiä, näkyy verkon puolella kauttaaltaan suurempiamplitudisia harmonisia.

Paremmiin näistä malleista alhaisella verkkojännitteellä toimii CM-kuristimen omaava malli, mikäli tarkastellaan AFE:n puolta. Jos taas tarkastellaan verkon puolta, on ICT-malli parempi. Huomattava on, että CM-kuristin on edelleen suhteettoman iso. Virran väre on alle tavoitetason pienemmälläkin CM-kuristimella, mutta matalataajuisien komponenttien takia käytettävän CM-suotimen täytyy olla suhteettoman suuri, kuten kappaleen 3.4.3.1 simuloinneissa ilmeni.

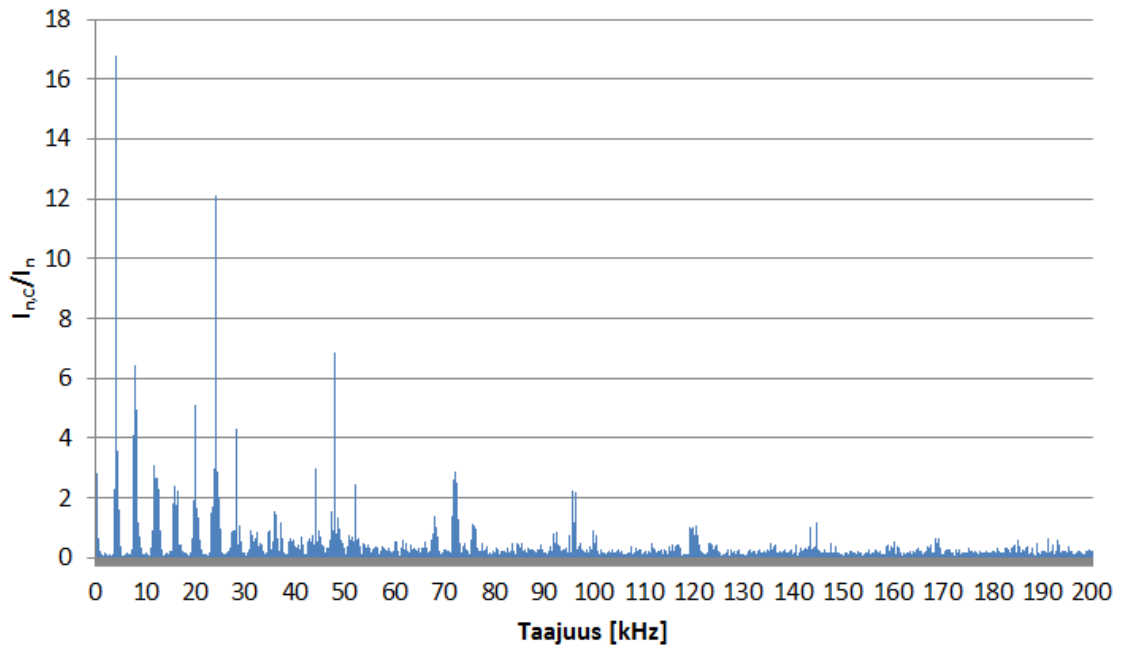
5.4.5.2 Välipiiri

Tässä kohtaa on hyvä ottaa vertailukohtaksi vertailumallin välipiirin spektri verkon pääjännitteen ollessa 400 V, kuva 40. Kuvassa lukuarvot on suhteutettu nimellisvirtaan, mitä arvoa tarvitaan kondensaattorin mitoituksessa, yhtälö (3.13)

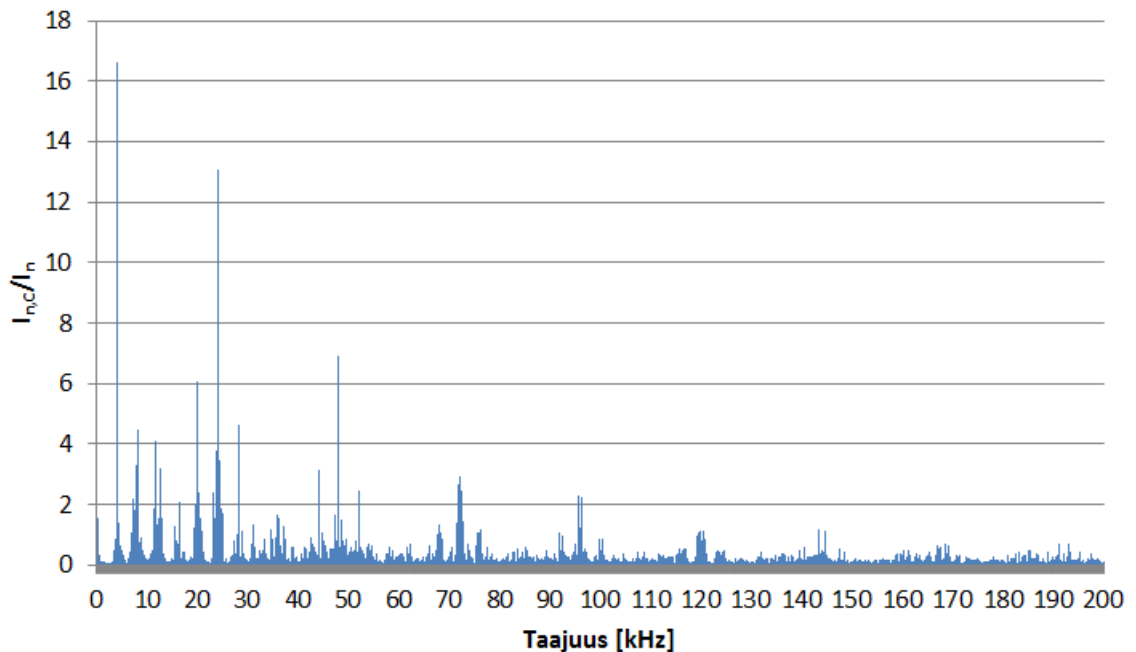


Kuva 40. Perinteisen kaksitasoisen verkkovaihtosuuntaajan välipiirin kondensaattorin virran väre, kun verkon jännite on 400 V ja välipiirin jännitteen korotus on 10 %.

Spektristä näkee selkeän suurimpien amplitudien olevan 8 kHz:n monikerroissa, kuten kuuluu ollakin. CM-kuristimen spektri esitetään kuvassa 41 ja ICT:llä suodatetun kuvassa 42. Näissä suurimmat amplitudit pitäisi näkyä 24 kHz:n monikerroissa.



Kuva 41. CM-kuristimella varustetun limitellyn verkkovaihtosuuntaajan välipiirin kondensaattorin virran väre, kun verkon jännite on 400 V ja välipiirin jännitteen korotus on 10 %.



Kuva 42. ICT:llä suodatetun limitellyn verkkovaihtosuuntaajan välipiirin kondensaattorin virran väre, kun verkon jännite on 400 V ja välipiirin jännitteen korotus 10 %.

Kuten olettaa saattoi, on kuvien 41 ja 42 spektrit liki samanlaiset ja merkittäviä amplitudeja näkyy 24 kHz:n monikerroissa. 4 kHz:n kohta on kuitenkin molemmissa tapauksissa selkeästi hallitseva. Tämä kohta johtuu todennäköisesti kiertovirroista. Mikäli tämä amplitudi saadaan pienemmäksi, on välipiirissä tarvittava kapasitanssi

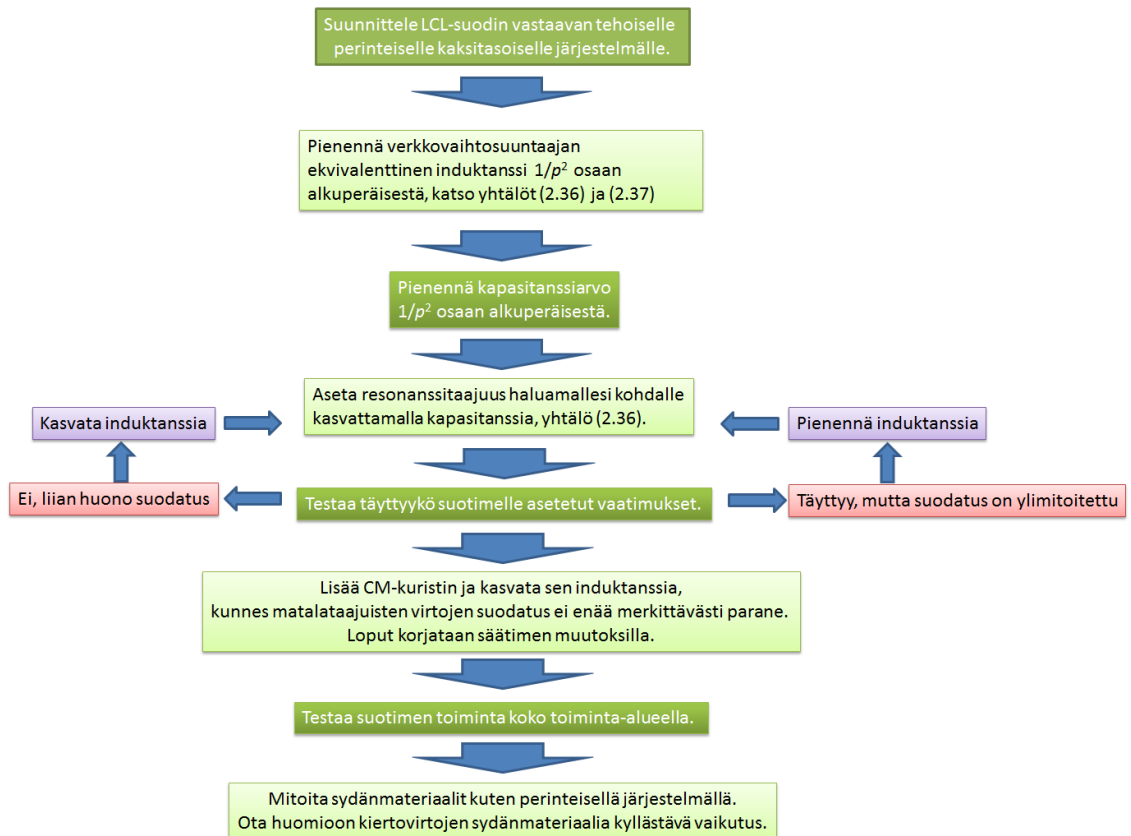
pienempi kuin vertailumallissa. Simuloidussa tapauksessa kapasitanssin tarve on melko samalla tasolla yhtälöiden (3.11)-(3.13) mukaan.

Modulointi-indeksin laskiessa kasvaa matalataajuisempien virtojen osuus. 4 kHz:n amplitudi vaihtelee kohdasta ja suodatustavasta riippuen melko satunnaisesti. Tämä viittaa myös siihen, että aiheuttajana ovat kiertovirrat, mikä näkyy myös kuvassa 39, jossa lähdön harmonisia tarkasteltiin modulointi-indeksin funktiona.

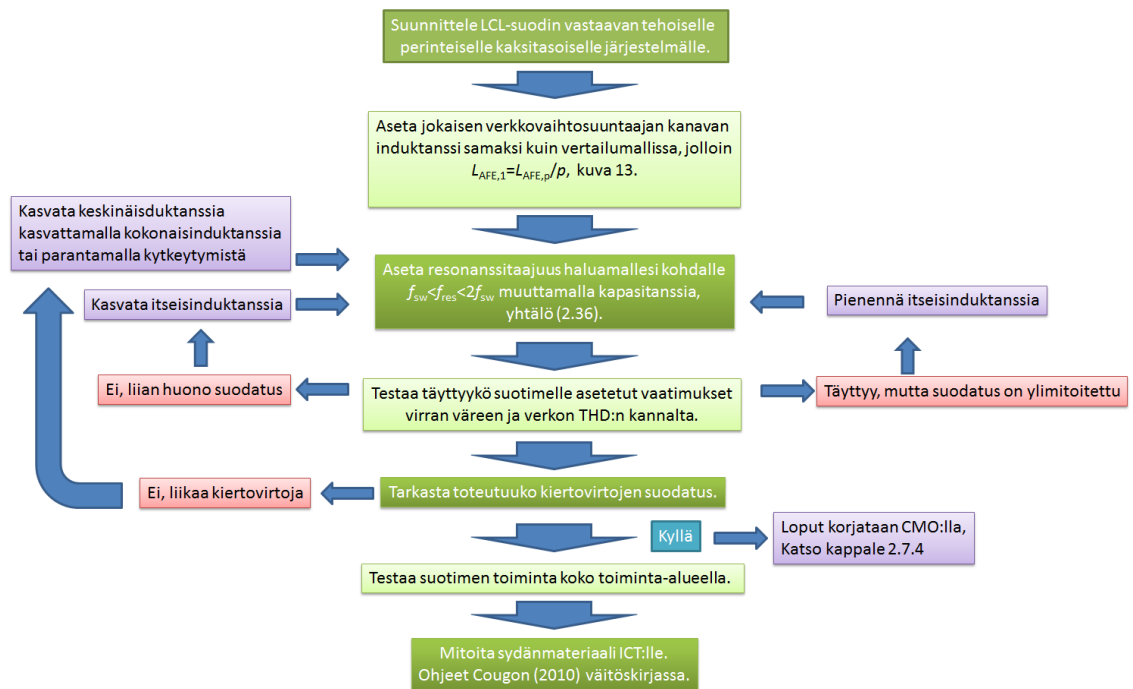
Tulos ei ollut täysin odotettu, mutta tämän työn puitteissa jatkotarkasteluja ei tehdä. Välipiirin ja vaihtosuuntauksen tarkempi tarkastelu on luonteva jatkotutkimuskohde.

6 MITOITUKSEN VUOKAAVIOT

Teoriataarkastelun sekä simulointien perusteella ehdotetaan yleispäteviä menetelmiä limitellyn järjestelmän suotimen suunnitteluun. Tutkimuksessa käsiteltiin kahta täysin erilaista suodatusmenetelmää, joten molemmille muodostetaan omat vuokaaviot, kuvat 40 ja 41. Yhteistä molemmille on, että suodin suunnitellaan ensin samantehoiselle perinteiselle kaksitasoinvertterille.



Kuva 43. Suotimen suunnittelun vuokaavio CM-kuristimen tapauksessa.



Kuva 44. Suotimen suunnittelu, kun kyseessä on ICT:llä varustettu suodin.

Vuokaaviot noudattavat tässä työssä käytettyjä menetelmiä. Koska mitoituksen lähtökohtana on suotimen suunnittelu perinteiselle kaksitasoiselle verkkovaihtosuuntaajalle, pitäisi näillä ohjeilla saavuttaa limitellyllä järjestelmällä lähes vastaavanlainen suodatus kuin perinteisellä topologiolla. Luonnollisesti suotimen häviöitä ja vaimennusta täytyy tarkastella, kun mitoitetaan suodin. Tässä työssä tutkittiin eri mahdollisuuksia toteutukselle ja tarkat mitoitukset jätettiin tarkoituksella pois. Molemmille tavoille, etenkin CM-kuristimen tapaukselle, voidaan kuitenkin johtaa siirtofunktiot, joista sitten vaimennusta voidaan helposti tarkastella.

7 YHTEENVETO

Tässä diplomityössä perehdyttiin *interleaving* -menetelmää hyödyntävän verkkovaihtosuuntaajan toimintaan. Menetelmälle ehdotettiin suomenkielistä termiä *limittely*, jolloin *interleaved system* on limitelty järjestelmä. Limitelty kaksitasoinen taaajuusmuuttaja on tavallaan keinotekoisesti monitasoinen.

Limittelyllä tarkoitetaan yhden kanavan jakamista useampaan rinnakkaiseen kanavaan. Verkkovaihtosuuntaajan tapauksessa kanavalla tarkoitetaan IGBT:n tai muun kaksisuuntaisen suuntauskomponentin jakamista useampaan rinnakkaiseen kanavaan. Limittelystä rinnakkaisia kanavia ohjataan eriaikaisesti toisin kuin tavallisessa rinnankytkennässä, missä kytkentä on pyritty saamaan mahdollisimman samanaikaiseksi.

Verrattuna perinteiseen kaksitasoiseen vaihtosuuntaukseen on limiteltyllä järjestelmällä pienempi verkonpuoleinen virran väre. Yksittäisen vaihtosuuntausmoduulin kytkentätaajuus pysyy samana, mutta verkon näkemä kytkentätaajuus kasvaa ideaalisessa tapauksessa p -kertaiseksi. Todellisuudessa ekvivalenttinen kytkentätaajuus jakaantuu yksittäisen moduulin kytkentätaajuuden ja sen monikertojen välillä muiden muassa modulointi-indeksin funktiona. Yksittäisen moduulin kytkentätaajuudella olevien harmonisten osuus pienenee kuitenkin merkittävästi. Muiden muassa nämä tekijät mahdollistavat tarvittavan suotimen fyysisen koon pienentymisen.

Suurin haaste menetelmän hyödyntämisessä on kanavasta toiseen kiertävien virtojen eli kiertovirtojen ehkäisy tai minimointi. Tässä työssä tutkittiin kahta eri menetelmää suodatuksen toteutukseen; CM-kuristimella varustettu LCL-suodin ja ICT:llä varustettu LCL-suodin. Molemmilla menetelmillä päädyttiin ratkaisuun, jotka suurella todennäköisyydellä toimivat myös todellisissa järjestelmissä. CM-kuristimella varustettu LCL-suodin suodattaa matalataajuiset kiertovirrat, mutta CM-kuristimen täytyy olla erittäin suuri. Suuritaajuiset kiertovirrat eivät kuitenkaan suodatu merkittävästi. Lisäksi ehdotettujen mitoitusääntöjen mukainen suodin ei ole muutenkaan erityisen pieni.

ICT:llä varustettu LCL-suodin suodattaa hyvällä kytketymsellä tehokkaasti sekä matala- että korkeataajuiset kiertovirrat. Suotimen komponenttiarvot sekä fyysinen koko pienenevät, jolloin limitelty järjestelmä säilyttää hyvät ominaisuutensa. Ongelmina ovat resonanssitaajuuden merkittävä kasvaminen sekä haastava CMO optimointi.

Järjestelmän ja erityisesti suotimen toimintaa tutkittiin lisäksi standardeissa määriteltyjen LVRT-vaatimusten näkökannalta, jolloin verkon jännite laskee huomattavasti. Molempien suotimien tapauksessa järjestelmä toimii oletetusti suotimen osalta. Välipiirin kondensaattorin virran spektri ei ole täysin oletetunlainen, joten sen tutkimista täytyy jatkaa.

8 JATKOTUTKIMUKSET

Tämän tutkimuksen tarkoituksena oli tutkia ja selvittää limittelylle tyypillisiä ilmiöitä, sekä mitoitaa suodin eräälle laitteelle. Molemmat tutkituista vaihtoehdoista ovat mahdollisia, mutta ICT (solujen välinen muuntaja) vaikuttaa tämän tutkimuksen perusteella paremmalta vaihtoehdolta. Avoimia kysymyksiä jäi kuitenkin paljon. Tutkimus pidettiin melko yleisellä tasolla, ja vaikka tutkimuksen kohteena olikin nimellisesti eräs laite, oli simulaatiomallia karsittu pääilmiöiden tutkimista varten. Taajuusmuuttajissa on kuitenkin paljon osia, joiden merkitystä limittelyyn täytyy tarkastella.

Tästä diplomityöstä jätettiin laboratoriomittaukset pois sekä aikataulullisista että salassapidollisista syistä. Lisäksi erityisesti kiertovirtojen kompensointi säädön avulla, kuten CMO optimointi (yhteismuotojännitteen optimointi) ICT:ssä, ovat tärkeitä asioita selvittää. Etenkin CMO:n toteuttaminen on työlästä ja vaatii laskennan lisäksi oikeita mittauksia.

Simuloinneissa havaittu välipiirin virran spektri ei täysin vastannut teorian perusteella tehtyjä oletuksia, joten tätäkin täytyy tutkia lisää. Tässä työssä IGBT:t rajattiin pois tutkittavien asioiden listalta. Näin ollen limittelyn vaikutus vaihtosuuntauskomponentteihin jäi vähäiselle tarkastelulle.

LÄHTEET

Abusara, M. ja Sharkh, S., 2013, *Design and Control of a Grid-Connected Interleaved Inverter*, IEEE Transactions on power electronics, vol 28. no. 2, helmikuu 2013

ANSYS, 2012. *Simplorer Online Help*, SAS IP, Inc. s. 620-625

Asiminoaei, L. et al., 2008, *Shunt Active-Power-Filter Topology Based on Parallel Interleaved Inverters*, IEEE Transactions on industrial electronics, vol 55, no. 3, maaliskuu 2008

Batarseh, I., et al., 2004, *Patent Application Publication;US 7149196 B2; Power Converter with Interleaved Topology*, julk 12.12.2006

Beechner, T. ja Sun, J., 2009, *Asymmetric interleaving – a new approach to operating converters*, IEEE Energy Congress and Exposition, San Jose, USA, s. 99-105

Betten, J., 2005, *Interleaving dc/dc converters boost efficiency and voltage*, Verkkojulkaisu EDN network, Saatavilla: <http://www.edn.com/design/power-management/4322003/Interleaving-dc-dc-converters-boost-efficiency-and-voltage>
[Viitattu 14.12.2013]

Bierhoff, M. ja Fuchs, F., 2008, *DC Link Harmonics of Three Phase Voltage Source Converters Influenced by the Pulse Width Modulation Strategy – an Analysis*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 5, s.2085-2092, maaliskuu 2008

Cagdas, D. ja Bruce, J., 2009, *The Performance of PC Solid-State Disks (SSDs) as a Function of Bandwidth, Concurrency, Device Architecture, and System Organization*, University of Maryland, College Park.

Conroy, J. ja Watson, R., 2009, *Aggregate modelling of wind farms containing full-converter wind turbine generators with permanent magnet synchronous machines: transient stability studies*, IET Renewable Power Generation. 2009, vol. 3, no. 1, s 39-52

Cougo, B. et al., 2012, *Comparative Evaluation of Individual and Coupled Inductor Arrangements for Input Filters of PV Inverter Systems*, CIPS 2012 Nürnberg, Saksa

Cougo, B., 2010. *Design and Optimization of Intercell Transformers for Parallel MultiCell Converters*. Väitöskirja, Institut National Polytechnique de Toulouse, Ranska, s. 12-18, 141-149.

Dixon, J. ja Ooi, B., 1987, *Series and parallel operation of hysteresis current-controlled PWM rectifiers*, IEEE Transactions on Industrial Applications, vol 25., no. 4, s. 644-651

Elrich, I. ja Bachmann, U., 2005, *Grid Code Requirements Considering Connection and Operation of Wind Turbines in Germany*, IEEE, Power Engineering Society General Meeting, 12-16.6.2005

Finn, D. et al., 2004, *Applications and equivalent modelst for coupled inductor parallel interleaved converters*, AUPEC 26.-29.9.2004, Brisbane, Australia

Gautier, C. et al., 2011, *EMC Behavior of PWM Inverter structure based on Coupled Interleaved Cells using Intercell Transformers*, EPE 2011, Birmingham, Iso-Britannia

Guépratte, K. et al., 2009, *High Efficiency Interleaved Power Electronics Converter for wide operating power range*, EPEC 2009, Washington, USA

Heldwein, M. et al., 2011, *The Three-Phase Common-Mode Inductor: Modeling and Design Issues*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 8, s. 3264-3274, elokuu 2011

Hendawi, E., et al., 2010, *Analysis, Simulation and Implementation of Space Vector Pulse Width Modulation Inverter*, International Conference on Application of Electrical Engineering, s. 124-131.

Holmes, D. ja Lipo, T., 2003, *Pulse Width Modulation for Power converters*. John Wiley and Sons, Inc. USA s. 24-28, 57-67, 215- 259, 299-307, 349-433

IEEE SCC21, 2003, *IEEE 1547-2003 – IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems*, saatavilla: <http://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?punumber=8676>, [Viitattu: 2.4.2013]

Infineon Technologies, 2009, Application Note, *V 1.1 IGBT Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters*, Saatavissa: <http://www.infineon.com/> [Viitattu 12.1.2014]

Iqbal, A. et al., 2006, *MATLAB/Simulink Model of Space Vector PWM for Three-Phase Voltage Source Inverter*, UPEC, Newcastle, Iso-Britannia

Keliang, Z. ja Danwei, W., 2002, *Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis*, IEEE Transactions on industrial electronics, VOL. 49, NO. 1

Krause, P. et al., 1995, *Analysis of Electric Machinery*, 3. painos, Wiley-IEEE Press, s. 86-120

Liserre, M. et al., 2005, *Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier*, IEEE Transactions on Industry Applications, syys-/lokakuu 2005, vol 41., no. 5, s. 1281-1291

Lettl, J. et al., 2011, *Comparison of Different Filter Types for Grid Connected Inverter*, PIERS Proceedings, Marrakesh, Marokko 20-23.3.2011

Lopes, A. et al., 2011, *Reactive Power Control of Direct Drive Synchronous Generators to Enhance the Low Voltage Ride-Through Capability, Wind Turbines*, Dr. Ibrahim Al-Bahadly (Ed.), ISBN: 978-953-307-221-0, InTech

Mohan, N. et al., 2003, *Power electronics: Converters, Applications, and Design*, 3. painos, John Wiley & Sons, INC, USA

Ogasawara, S. et al. 1987, *A novel control scheme of duplex current-controlled PWM inverters*, IEEE IAS, s. 330-337

Peron, R. et al., 2009, *Performance analysis of main components used in 60MW pulsed supply for particle accelerator*, 13th European Conference on Power Electronics Applications, Barcelona, Espanja

Phuong, H. T., 2012, *MATLAB/Simulink Implementations and Analysis of Three Pulse-Width-Modulation (PWM) Techniques*, Boise State University, Idaho, USA.

Porubszky, T., 1985, *Calculations concerning voltage ripple of x-ray generators*, Medicor R&D Institute, Budabest, Unkari

Ravjeer, M. et al., 2009, *Low Voltage Ride-Through (LVRT) of Grid Interfaced Wind Driven PMSG*, ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences, Vol. 4, no. 5, heinäkuu 2009

Reddy, K., 2011, *Electrical Machines II*, Scitech Publications, Intia

Salcone, M. ja Bond, J., 2009, *Selecting Film Bus Link Capacitors For High Performance Inverter Applications*, IEEE Electric Machines and Drives Conference, Miami, USA

Sharar, D. et al., 2010, *Review of Two-phase Electronics Cooling for Army Vehicle Applications*, ARL-TR-5323, syyskuu 2010

Tsourakis, G. ja Vournas, C., 2006, *Simulation of Low Voltage Ride Through Capability of Wind Turbines with Doubly Fed Induction Generator*, European Wind Energy Conference, Ateena, Kreikka, 27.2-3.3.2006

Vacon Plc. 2012, *Vacon NXP common DC bus products; Providing ultimate flexibility*, Vacon Plc., 9.10.2012

Vacon Plc., 2/2013, *Active front end unit (AFE) User manual*, Vacon Plc., 27.2.2013, s.17-29.

Vacon Plc., 10/2013, *Active front end (AFE) Application manual*, Vacon Plc., 21.10.2013, s.3-15.

Weitzel, C. ja Bhatnagar, M., 1995, *Patent Application Publication; US 5661312 A; Silicon carbide MOSFET*, julk. 26.8.1997

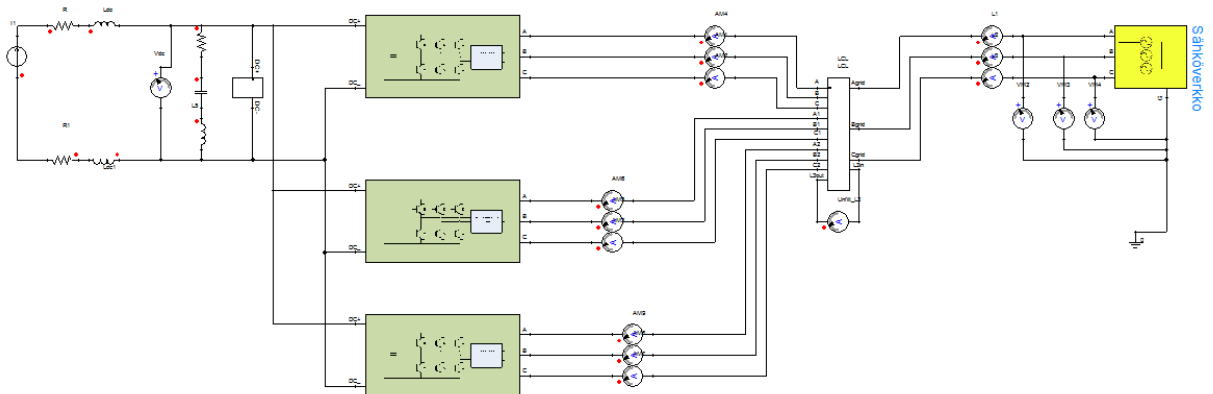
Wintrich, A., et al., 2011, *Application Manual Power Semiconductors*, Semikron International GmbH. 454 p.

Wu, B., 2006, *High-Power Converters and AC Drives*. IEEE Press, John Wiley and Sons, Inc.

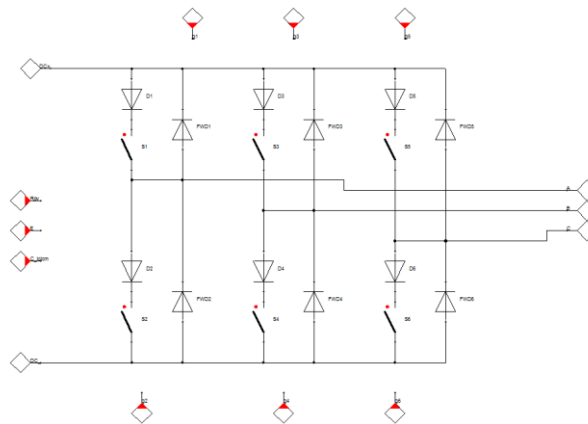
Xing, K. et al., 1999, *Interleaved PWM with Discontinuous Space-Vector Modulation*, IEEE Transactions on power electronics, vol. 14, no. 5, syyskuu 1999

Zhang, D. et al., 2010, *Impact of Interleaving on AC Passive Components of Paralleled Three-Phase Voltage-Source Converters*, IEEE Transactions on industry applications, vol 46, no. 3, Touko-, kesäkuu 2010

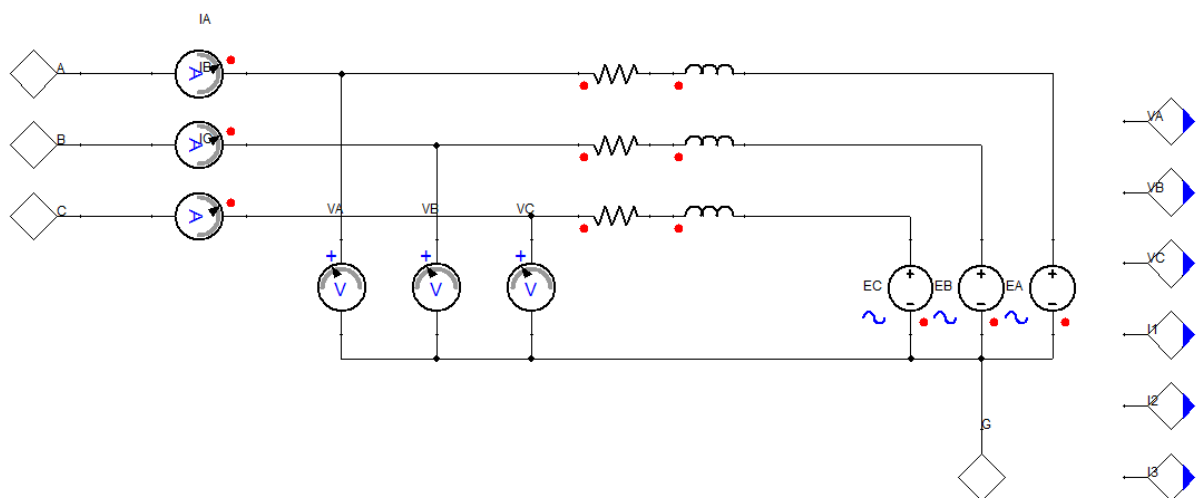
LIITE 1 LIMITELLYN JÄRJESTELMÄN SIMPLORER-MALLI



Kuva 45. Simulointimallin ylin taso. Alilohkoina on toivutinkondenssaattorit, Vaihto-suuntaussillat, sähköverkko ja suodin, joka on esitelty tekstin joukossa.



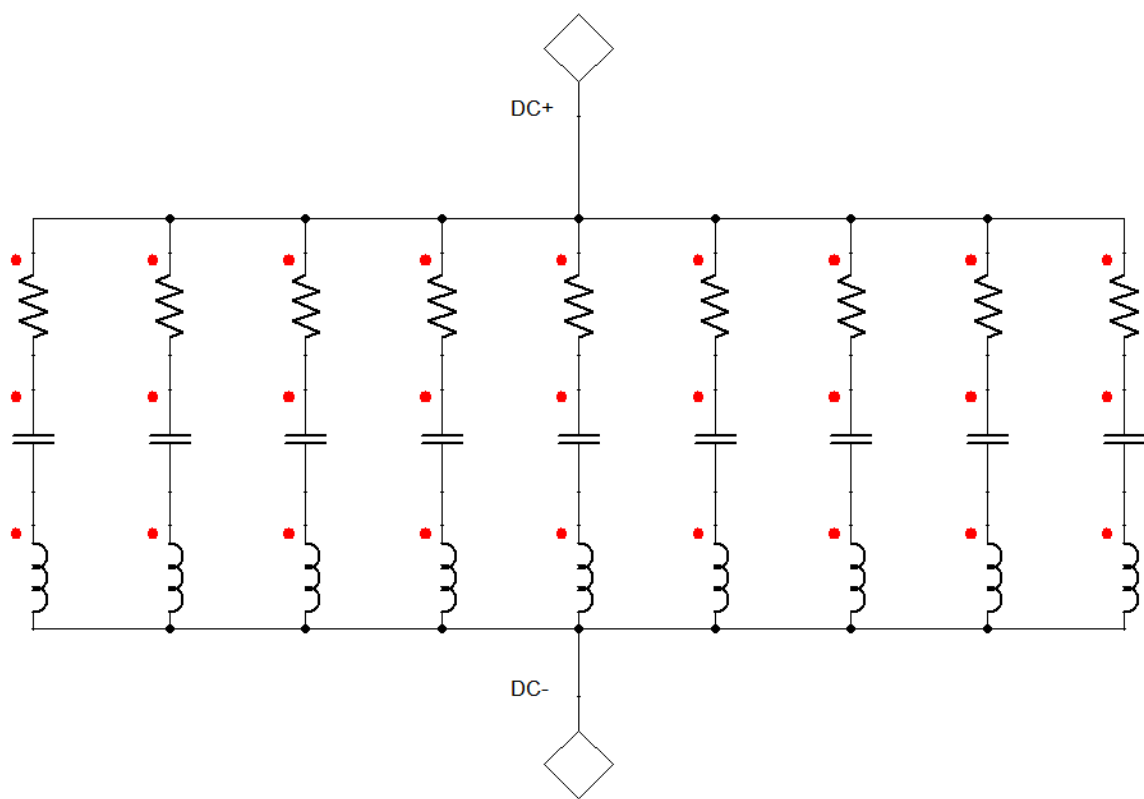
Kuva 46. Vaihto-suuntausalilohko.



Kuva 47. Sähköverkkoalilohko.

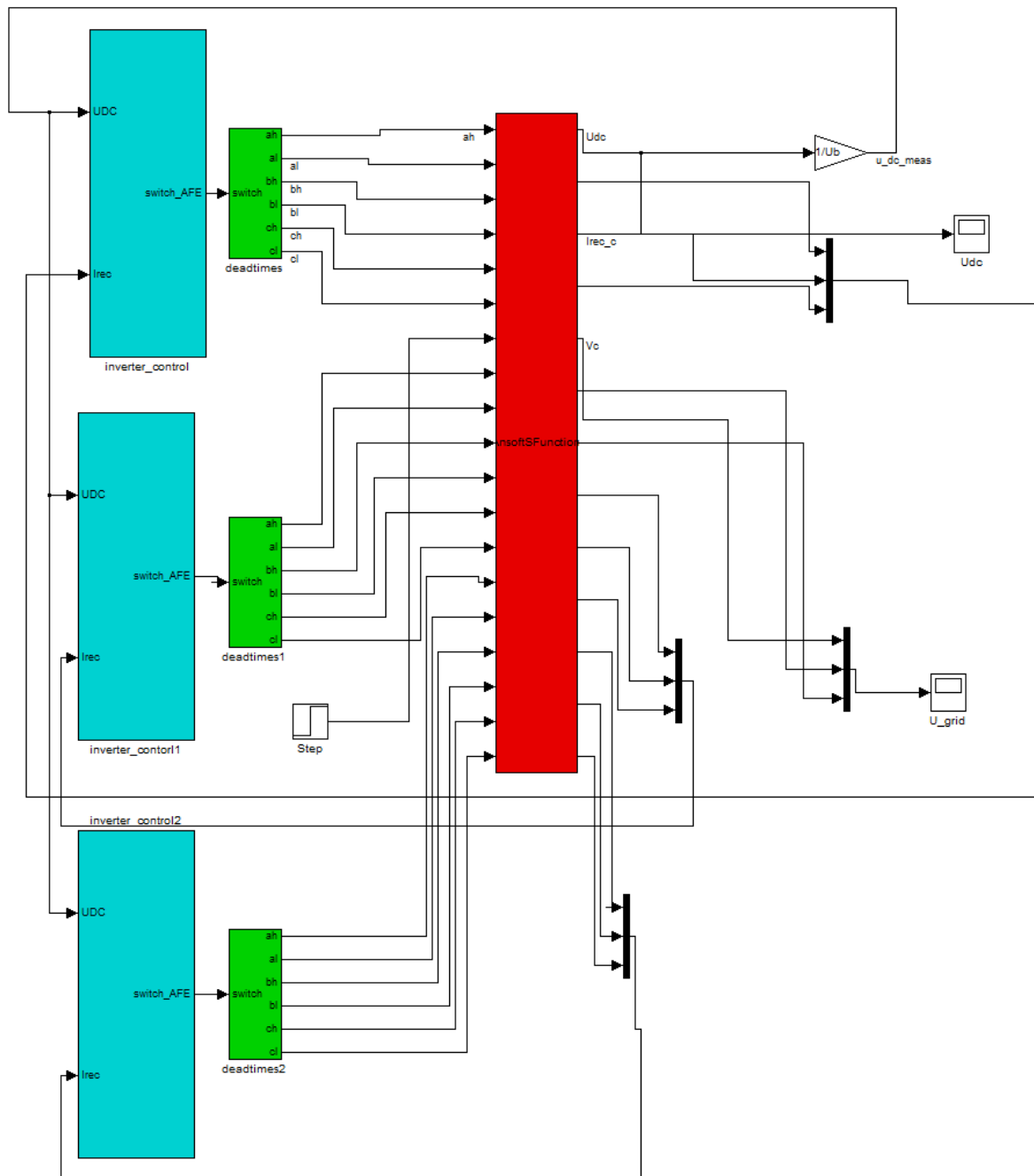
Jatkuu

Liite 1 jatkoa



Kuva 48. Toivutinkondensaattoriallohko.

LIITE 2 LIMITELLYN JÄRJESTELMÄN SÄÄTÖMALLIN YLIN TASO



Kuva 49. Limitelyjen mallien Simulink-kaavion ylin taso.