

VAASAN YLIOPISTO

TEKNILLINEN TIEDEKUNTA

SÄHKÖTEKNIikka

Eero Lehto

TAAJUUSMUUTTAJAN VÄLIPIIRIKISKOJEN SUUNNITTELU

Laminoidut kiskot ja induktanssin pienentämien

Diplomityö, joka on jätetty tarkastettavaksi diplomi-insinöörin tutkintoa varten

Vaasassa 22.2.2012

Työn valvoja

Professori Timo Vekara

Työn ohjaaja

DI Ari Ristimäki

Työn tarkastaja

DI Bertil Brännbacka

ALKULAUSE

Tämä diplomityö on tehty Vacon Drives Finlandin Tampereen tuotekehitysyksikössä osana Vaasan yliopiston sähkötekniikan diplomi-insinöörin tutkintoa. Kiitokset Vacon Drives Finlandin Vaasan sekä Tampereen tuotekehitysyksiköille mielenkiintoisesta aiheesta sekä kaikille työkavereille saamastani avusta. Erityiskiitokset DI Ari Ristimäelle ohjauksesta, DI Magnus Hortansille simulointiin saamistani vinkeistä sekä insinööri Pekka Kinnarille mekaniikan ongelmiin saamistani avuista. Kiitos myös työn valvojalle professori Timo Vekaralle sekä työn tarkastajalle DI Bertil Brännbackalle.

Lisäksi haluan kiittää opiskelijakavereitani. Ilman hyvää ja motivoitunutta opiskeluryhmää opiskelu olisi ollut huomattavasti raskaampaa.

Suuret kiitokset haluan esittää myös muille ystäväilleni, joiden seurassa on koulu ja opiskeluarki unohtunut moneen kertaan.

Tampereella 22.2.2012

Eero Lehto

SISÄLLYSLUETTELO

ALKULAUSE	2
SYMBOLI- JA LYHENNELUETTELO	5
TIIVISTELMÄ	7
ABSTRACT	8
1. JOHDANTO	9
2. TAAJUUSMUUTTAJAN PÄÄPIIRI	12
2.1 Tasasuuntaaja	12
2.2 Välipiiri	12
2.3 Jarrukatkoja	13
2.4 Vaihtosuuntaaja	13
2.5 Suodattimet	14
3. VIRRANTIHEYS JA SUURTAAJUISET ILMIÖT	15
3.1 Virranahto	15
3.2 Läheisyysvaikutus	17
4. VÄLIPIIRITOPOLOGIAT JA IMPEDANSSIEN OPTIMOINTI	18
4.1 Johtosarja	21
4.3 Yksikerroskisko	22
4.4 Kaksikerroskisko	24
4.5 Monikerroskiskot	38
4.6 Kolmitasovaihtosuuntaajan kiskot	46
4.6.1 NPC-vaihtosuuntaaja	47
4.6.2 T-tyypin vaihtosuuntaaja	58
4.6.3 FLC-vaihtosuuntaaja	59
5. KISKOJEN MEKANIikka	63
5.1 Materiaalit	63
5.2 Lämpölaajeneminen	69
5.3 Joustavuuden lisääminen	70

5.4	Kiskoston lämpenemä	73
6.	LAMINOIDUT KISKOT	78
6.1	Eistäminen	80
6.2	Eristeen vanheneminen	83
6.2.1	Lämpörasitukset	84
6.2.2	Sähköiset rasitukset	84
6.2.3	Ympäristöstä aiheutuvat rasitukset	88
6.2.4	Mekaaniset rasitukset	91
6.2.5	Osittaispurkaukset välipiirikiskoissa	91
6.3	Reunatyypit	91
6.3.1	Avoin reuna	91
6.3.2	Kokoonpuristettu reuna	92
6.3.3	Epoksitäytteinen reuna	93
6.3.4	G10-reuna	94
6.4	Sähkömagneettisten häiriöiden minimointi	94
7.	ERÄÄN KISKOSTORAKENTEEN TOTEUTUS JA ANALYSOINTI SIMULAATIOIN	96
8.	POHDINTA JA JOHTOPÄÄTÖKSET	108
8.1	Eristeet	108
8.2	Kaksitasoisen vaihtosuuntaajan kiskojen suunnittelu	109
8.3	Kolmitasoisen vaihtosuuntaajan kiskojen suunnittelu	109
8.4	Kiskojen laminointi	110
8.5	Jatkotutkimusmahdollisuuksia	110
9.	YHTEENVETO	111
	LÄHDELUETTELO	113

SYMBOLI- JA LYHENNELUETTELO

α	Lineaarinen lämpölaajenemiskerroin ($1/^\circ\text{C}$)
δ	Tunkeutumissyvyys (m)
ε	Permittiivisyys (F/m)
ε	Emissiivisyys
ε_r	Suhteellinen permittiivisyys
ε_0	Tyhjiön permittiivisyys (F/m)
λ	Aallonpituus (m)
μ	Permeabiliteetti (H/m)
μ_r	Suhteellinen permeabiliteetti
μ_0	Tyhjiön permeabiliteetti (H/m)
ρ	Ominaisvastus (Ωm)
σ	Sähkönjohtavuus ($1/\Omega\text{ m}$)
Φ	Magneettivuo (Wb)
ω	Kulmataajuus (Hz)
A	Pinta-ala (m^2)
B	Magneettivuon tiheys (T)
C	Kapasitanssi (F)
f	Taajuus (Hz)
h	Korkeus (m)
I	Sähkövirran voimakkuus (A)
J	Sähkövirran tiheys (A/m^2)
L	Induktanssi (H)
l	Pituus (m)
M	Keskinäisinduktanssi (H)
N	Käämin kierrosluku
P	Pätöteho (W)
Q	Sähkövaraus (C)
R	Resistanssi (Ω)
r	Säde (m)
T	Lämpötila ($^\circ\text{C}$)

t	Aika (s)
U	Jännite (V)
X_C	Kapasitiivinen reaktanssi (Ω)
X_L	Induktiivinen reaktanssi (Ω)
DC	Tasavirta (direct current)
EMC	Sähkömagneettinen yhteensopivuus (electromagnetic compatibility)
EMI	Sähkömagneettinen häiriö (electromagnetic interference)
FEM	Elementtimenetelmä (finite element method)
FEP	Fluorattu eteenipropeeni (fluorinated ethylene propylene)
FLC	Kondensaattorikytketty suuntaaja (Flying capacitor converter)
IGBT	Eristehilainen bipolaaritransistori (insulated-gate bipolar transistor)
LDPE	Pienitiheksinen polyeteeni (low density polyethylene)
NPC	Neutraalipistekiinnitteinen (Neutral point clamped)
PD	Osittaispurkaus (partial discharge)
VSC	Jännitevälipiirillinen suuntaaja (voltage source converter)
XLPE	Ristisilloitettu polyeteeni (cross linked polyethylene)

VAASAN YLIOPISTO**Teknillinen tiedekunta**

Tekijä:	Eero Lehto
Diplomityön nimi:	Taajuusmuuttajan välipiirikiskojen suunnittelu: laminoidut kiskot ja induktanssin pienentäminen
Työn valvoja:	Professori Timo Vekara
Työn ohjaaja:	Diplomi-insinööri Ari Ristimäki
Työn tarkastaja:	Diplomi-insinööri Bertil Brännbacka
Tutkinto:	Diplomi- insinööri
Oppiaine:	Sähkötekniikka
Opintojen aloitusvuosi:	2007
Diplomityön valmistumisvuosi:	2012

Sivumäärä: 121

TIIVISTELMÄ

Taajuusmuuttajien käyttö on lisääntynyt huomattavasti viime vuosikymmenten aikana. Taajuusmuuttajien hyötysuhteita ja energiatehokkuutta kehitetään jatkuvasti. Hyötysuhteen parantaminen edellyttää taajuusmuuttajalta yhä pienempiä häviöitä. Nopeasti kytkevien komponenttien avulla voidaan pienentää tehohäviöitä ja saada sähkötehosta taiseempaa.

Tässä työssä on tutkittu taajuusmuuttajan välipiirin kiskoja. Kiskojen sähköisiin ominaisuuksiin voidaan vaikuttaa huomattavasti kiskojen muodolla, materiaalilla ja asettelulla. Eräs välipiirikiskojen tärkeimmistä ominaisuuksista on pieni induktanssi. Kiskojen induktanssi ja transistorien kytkentäaika aiheuttavat kommutoinnin aikana ylijännitepiikin. Ylijännitepiikki voi rikkoa komponentteja ja aiheuttaa häviöitä laitteessa. Ylijännitepiikin suuruus voidaan laskea virranlaskunopeuden (di/dt) ja induktanssin tulona. Koska kytkentäajat ovat lyhentyneet ja lyhentyvät edelleen, vain kiskojen induktanssin muutoksilla voidaan pienentää ylijännitepiikin suuruutta. Induktanssin muodostuminen ja sen pienentäminen selitetään selvästi eri tilanteissa. Työssä esitetään välipiirin toteutus- tapoja johtosarjasta laminoituun monikerroskiskoon.

Työssä tutustutaan myös osittaispurkausten syntymiseen ja tilanteisiin, missä niitä voi ilmetä.

Työn tuloksena saatiin paljon tietoa välipiirin kiskoihin vaikuttavista asioista sekä muokattiin tuotantoon tulevia välipiirikiskoja työssä opittujen menetelmien mukaisesti. Muutoksilla saavutettiin 12,9 - 63,7 % parannukset induktanssiin kyseisillä kiskoilla. Muutokset toteutettiin ja muutetut kiskot otettiin tuotantoon.

AVAINSANAT: Taajuusmuuttaja, välipiirikisko, keskinäisinduktanssi, osittaispurkaus

UNIVERSITY OF VAASA**Faculty of technology**

Author: Eero Lehto
Topic of the Thesis: Design of DC-link busbars for a frequency converter: laminated busbars and inductance reduction
Supervisor: Professor Timo Vekara
Instructor: M.Sc Ari Ristimäki
Inspector: M.Sc Bertil Brännbacka
Degree: Master of Science in Technology
Major of Subject: Electrical Engineering
Year of Entering the University: 2007
Year of Completing the Thesis: 2012

Pages: 121

ABSTRACT

Frequency converters are often used nowadays. The efficiency of the converter is a main factor these days. To make it better we need to lower the losses of the converter. We can lower losses with fast switching components. Fast switching components also smoothens output power flow.

This thesis studies the things that should be taken into account in developing DC-link busbars. We can significantly affect to electrical properties of the busbars by changing their size, shape, material or layout. One of the most important features in a busbar is its low inductance. Busbar inductance and falling slope in power module current (di/dt) cause overvoltage spikes during commutation. Overvoltage causes losses and can break components. Magnitude of overvoltage spike can be calculated by multiplying current fall time (di/dt) and busbar inductance. Because switching times have shortened and will be shorten even more, only way to decrease overvoltage spikes is to lower busbar inductance. In this thesis it is clearly showed how inductance is formed and how inductance can be lowered in different DC-link layouts. In this thesis, different DC-link layouts are presented. DC-link layouts are presented from old wire harness to futuristic multilevel laminated busbar.

This thesis also studies the development of partial discharges and environments where partial discharges may appear.

As a result, lot of knowledge from DC-link busbars and things that have an effect to busbar inductance, are presented. Also, one prototype busbar has been simulated and modified. With these modifications inductances are lowered by 12,9 - 63,7 %. The modifications have been made to busbars and they will become to production.

KEYWORDS: Frequency converter, DC-link busbar, mutual inductance, partial discharge

1. JOHDANTO

Tässä työssä käsitellään jännitevälipiirillistä taajuusmuuttajaa. Taajuusmuuttajia käytetään sähkömoottoreiden ohjauksessa sekä uusiutuvan energian tuotannossa. Taajuusmuuttaja koostuu tasasuuntaajasta, välipiiristä ja vaihtosuuntaajasta. Tasasuuntaajan avulla saadaan muutettua vaihtojännitteestä tasajännitettä. Vaihtosuuntaajalla tasajännite taas muutetaan vaihtojännitteeksi. Tasa- ja vaihtosuuntaajan välissä on välipiiri, jossa on useimmiten kondensaattorit ja joissain tapauksissa kuristin. Kuristinta käytetään vähentämään tasasuuntaajan virtaan aiheuttamaa säröä. Kuristin voi olla joko välipiirissä tai taajuusmuuttajan syötössä. Välipiiriä käytetään energiavarastona ja sen avulla saadaan tasoitettua jännitettä ja virtaa. Välipiirikiskojen tehtävänä on yhdistää tasa- ja vaihtosuuntaaja sekä kondensaattorit. Kiskot valmistetaan yleensä kuparista tai alumiinista.

Taajuusmuuttajan välipiirikiskojen yksi tärkeimmistä ominaisuuksista on pieni induktanssi. Ongelmaksi välipiirikiskojen suunnittelussa muodostuvat ylijännitepiikit. Välipiirikiskojen suuri induktanssi varastoi kiskojen magneettikenttiin energiaa, joka purkautuu IGBT-tehokomponenttien kytkennän aikana ylijännitepiikkeinä.

Ylijännitepiikit muodostuvat virranlaskunopeuden (di/dt) ja kommutointireitin induktanssien tulona. Ylijännitepiikkejä voidaan pienentää vaimennuskondensaattoreilla, alentamalla virranmuutosnopeutta sekä pienentämällä komponenttien sisäisiä ja välipiirin kiskojen induktansseja. Virranmuutosnopeutta ei haluta pienentää, koska nopeammalla virranmuutosnopeudella voidaan parantaa laitteen hyötysuhdetta. Myöskään suunnittelussa jo valittujen komponenttien sisäisiin induktansseihin ei voida vaikuttaa. Vaihtoehdoksi suunnittelijalle jää vaimennuskondensaattorien lisääminen sekä välipiirikiskojen induktanssin pienentäminen. Vaikka vaimennuskondensaattorit lisättäisiin, niillä ei voida vähentää kiskojen induktanssien tärkeyttä.

Työn tavoitteena on selvittää eri tapoja välipiiriin toteutukseen. Työssä on tarkoitus esittää välipiirikiskoihin vaikuttavia sähköisiä ilmiöitä. Kiskon materiaalin, muodon, koon ja asettelun merkitys kiskojen sähköisiin ominaisuuksiin selvitetään. Työssä käydään läpi myös eri eristeiden ominaisuuksia, kuten jännitteen- ja lämmönkestoa. Myös eris-

teisiin vaikuttavia ja niitä vanhentavia ilmiöitä tarkastellaan. Sitten otetaan käsittelyyn suunnitteluasteella olevat välipiirikiskot ja sovelletaan työssä esiin tulleita ideoita niihin. Lopuksi muutoksien vaikutus simuloidaan. Kiskojen piirtämiseen ja muokkaamiseen käytetään Siemensin NX 6 -mallinnusohjelmaa ja kiskojen sähköisiin simulointeihin käytetään Ansysin Q3D Extractor -simulointiohjelmaa. Myös suuriosa työssä olevista kuvista on piirretty Siemensin NX 6 -mallinnusohjelmalla.

Kiskojen suunnittelu saattaa kuulostaa yksinkertaiselta. Sähkötehoa siirretään vain paikasta toiseen. Välipiirin induktanssi täytyy kuitenkin pitää mahdollisimman pienenä, koska induktanssilla on suuri vaikutus kommutoinnin aikana ilmestyviin ylijännitepiikkeihin. Poikkileikkaukseltaan pyöreä sähköjohto ei ole paras vaihtoehto induktanssin vuoksi. Jo yksinkertaisen kiskon poikkileikkauksen muodolla on suuri vaikutus kiskon induktanssiin. Kiskojen poikkileikkauksen lisäksi myös kiskojen asettelulla toisiinsa nähden on suuri merkitys. Vaihtovirtaa johtavien kiskojen välille muodostuu keskinäisinduktanssi, jonka suuruus riippuu virtojen suunnasta ja suuruudesta, kiskojen muodosta sekä asettelusta. Välipiirikiskojen suunnittelussa voidaan hyödyntää tätä ilmiötä. Mikäli kiskot suunnitellaan hyvin, keskinäisinduktanssin avulla voidaan pienentää kiskojen kokonaisinduktanssia. Kiskojen kokonaisinduktanssi muodostuu kiskojen induktansseista, joista vähennetään keskinäisinduktanssi. Tällöin keskinäisinduktanssi kannattaa suunnitella mahdollisimman suureksi. Työssä esitellään, kuinka keskinäisinduktanssia voidaan hyödyntää eri kiskostorakenteissa.

Työssä käydään läpi monia välipiirikiskoihin liittyviä asioita. Työn pääpaino on kuitenkin induktanssin pienentämisessä ja laminoituihin kiskoihin perehtymisessä.

Työ on tehty Vacon Drives Finlandin Tampereen tuotekehitysyksikössä. Työhön on saatu vinkkejä työkavereilta sekä Tampereelta että Vaasasta. Työn ohjaajana toimi DI Ari Ristimäki Vaconin Vaasan toimipisteen tuotekehityksestä. Työssä tutkittiin ja simuloitiin kehitysasteella olevan taajuusmuuttajan välipiirikiskoja. Simulointien avulla kiskoja voitiin tutkia tarkasti. Kiskoihin tehtiin muutoksia ja muutosten vaikutus simuloitiin.

Vaconin historia juontaa juurensa vuoteen 1993, jolloin 13 Abb Industry Oy:ssä toimintaa avainhenkilöä perusti Vaasa Control Oy:n. Perustamiskirja kirjoitettiin 9.11.1993. Vuonna 1995 avattiin tehdas Vaasassa osoitteeseen Runsorintie 5 sekä tuotiin markkinoille Vacon CX -tuotesarja. Vuonna 1998 avattiin uudet toimisto- ja tuotantotilat osoitteessa Runsorintie 7. Yritys vaihtoi nimensä vuonna 2000 Vaasa Control Oy:stä Vacon Oyj:ksi. Samana vuonna tuotiin markkinoille Vacon NX -tuotesukupolvi sekä listauduttiin Helsingin Pörssiin (NASDAQ OMX Helsinki) lyhenteellä VAC1V. (Vacon Oyj: 2011b.)

Vaconin toimintaa ohjaa intohimo kehittää, valmistaa ja myydä maailman parhaita taa-juusmuuttajia ja vain niitä. Tällä hetkellä Vaconin tuotekehitys- ja tuotantoyksiköjä sijaitsee Suomessa, Yhdysvalloissa, Kiinassa ja Italiassa. Myyntitoimistoja on 27 maassa. (Vacon Oyj: 2011a.)

Nykyään Vacon työllistää noin 1500 henkilöä ympäri maailman. (Vacon Oyj: 2011c.)

2. TAAJUUSMUUTTAJAN PÄÄPIIRI

Taajuusmuuttajan avulla muutetaan sinimuotoisen jännitteen taajuutta ja amplitudia. Taajuusmuuttaja koostuu kolmesta eri pääosasta, jotka ovat tasasuuntaaja, välipiiri ja vaihtosuuntaaja. Lisäksi joissain tapauksissa käytetään erilaisia suodattimia joko verkon tai moottorin puolella tai molemmissa.

2.1 Tasasuuntaaja

Kolmivaiheisessa tasasuuntaajassa käytetään yleensä tasasuuntaajana kuusipulssista diodi- tai tyristorisiltaa. Kuusipulssisillan avulla saadaan tuotettua välipiiriin tasajännitettä. Tyristorisillalla voidaan säätää tasajännitteen suuruutta, mutta diodisillan muodostamaa tasajännitettä ei voida muuttaa. Komponenttien lisäksi välipiiriin tasajännitteen suuruuteen vaikuttaa verkon jännite ja taajuusmuuttajan kuormitus. Kuusipulssisillan rakenteesta johtuen tasajännitteessä esiintyy pientä vaihtelua, jota tasoitetaan välipiirin kondensaattoreilla.

Tasasuuntaajan avulla voidaan syöttää tehoa takaisin sähköverkkoon päin, jos diodien rinnalla käytetään IGBT -tehokomponentteja. IGBT -tehokomponenttien avulla voidaan myös nostaa välipiirinjännitettä sekä säätää ja tuottaa loistehoa. Myös virran särö saadaan pienemmäksi IGBT -tehokomponenteilla kuin kuusipulssisillalla. Mikäli halutaan syöttää tehoa verkkoon päin, täytyy muistaa, että jännite on hyvin yliaaltopitoista. Tällaisissa tapauksissa voidaan harkita suodattimien käyttämistä verkon puolella, jolloin jännitteestä saadaan sinimuotoisempaa.

2.2 Välipiiri

Vaikka puhutaan tasajännitteestä, välipiiriin tasasuuntaajalta tuleva jännite on kuusinkertaisella verkon taajuudella sykkivää jännitettä eli Suomessa noin 300 Hz. Kuusinkertainen taajuus johtuu kuusipulssisillasta. Tätä jännitettä suodatetaan välipiirissä kondensaattorilla tasaisemmaksi. Kondensaattori toimii energiavarastona, jolloin tasajännite saadaan pidettyä mahdollisimman tasaisena. Välipiirikiskot kuljettavat tehoa eteenpäin vaihtosuuntaajalle ja takaisin kondensaattorille. Verkkoon syöttävän taajuusmuuttajan

välipiirikiskot kuljettavat tehoa myös tasasuuntaajalle, joka toimii jarrutuksessa vaihtosuuntaajana, asti.

Välipiirikiskoilla yhdistetään tasasuuntaajasilta, kondensaattorit ja vaihtosuuntaajan IGBT -tehomoduulit. Joissain tapauksissa välipiirikiskoihin liitetään myös muun muassa jarrukatkoja, kuristin, latausvastus, purkausvastus, vaimennuskondensaattorit sekä piirikortteja. Välipiirikiskot vaikuttavat ensi kuulemalta yksinkertaisilta. Välipiirikiskojen suunnittelussa täytyy kuitenkin ottaa monta asiaa huomioon. Kiskojen täytyy pystyä rikkoutumatta kuljettamaan tarvittava määrä virtaa sekä kestää tärinä. Lisäksi kiskojen lämpötila ei saa kasvaa liian suureksi. Kiskojen täytyy myös mahtua vaadittuun tilaan niin, että vaadittavat ilmavälit ja ryömintäetäisyydet pysyvät sallituissa rajoissa. Myös kiskojen pintakäsittely täytyy ottaa huomioon. Kiskojen täytyy olla myös hinnaltaan alhaisia sekä helppoja asentaa.

2.3 Jarrukatkoja

Moottoria jarrutettaessa tehon suunta muuttuu, jolloin moottori toimii generaattorina ja syöttää tehoa välipiiriin ja tasasuuntaajalle päin. Diodisillalla ei voida syöttää tehoa verkkoon päin. Tällaisessa tapauksessa välipiirissä käytetään jarrukatkojaa sekä jarruvastusta, joilla saadaan muutettua ylimääräinen energia lämmöksi. Mikäli jarruvastusta ei olisi, laite sammuttaisi itsensä ylijännitteen vuoksi ennen kuin komponentit rikkoutuisivat.

2.4 Vaihtosuuntaaja

Vaihtosuuntaaja koostuu IGBT -tehomoduuleista, joissa on sekä transistoreja että diodeja. Transistorit muuttavat jännitteen pulssinleveysmodulaation avulla sähkölaitteille sopivaksi. Edellä mainittua välipiirin tasajännitettä katkotaan sopivan leveiksi pulsseiksi. Moottori näkee vaihtosuuntaajan muodostaman virran sinimuotoisena. Joissain tapauksissa käytetään vielä erilaisia suodattimia, joilla saadaan virranvaihtelua pienennettyä ja virrasta lähes sinimuotoista.

2.5 Suodattimet

Suodattimia ovat esimerkiksi EMC-, LCL-, du/dt- ja common mode -suodatin. EMC-suodattimena käytetään RFI (*Radio-frequency interference*) tyyppistä suodatinta, jolla voidaan suodattaa radiotaajuisia häiriöitä. (ABB 2000a: 17.) LCL-suodattimella voidaan vähentää taajuusmuuttajan verkkoon tuottamia harmonisia yliaaltoja. (Dannehl ym. 2007: 1.) EMC- ja LCL-suodattimia käytetään taajuusmuuttajassa verkon puolella. Du/dt-suodatinta käytetään rajoittamaan virrannousnopeutta, jolloin saadaan pienennettyä ylijännitepiikkejä, jotka voivat rikkoa moottoreiden eristyksiä (Habetler ym. 2002: 1). Du/dt-suodatinta käytetään moottorin puolella. Common mode -suodatinta käytetään yhteismuotoisten signaalien suodattamiseen. (Chung-Hao ym. 2010: 1.)

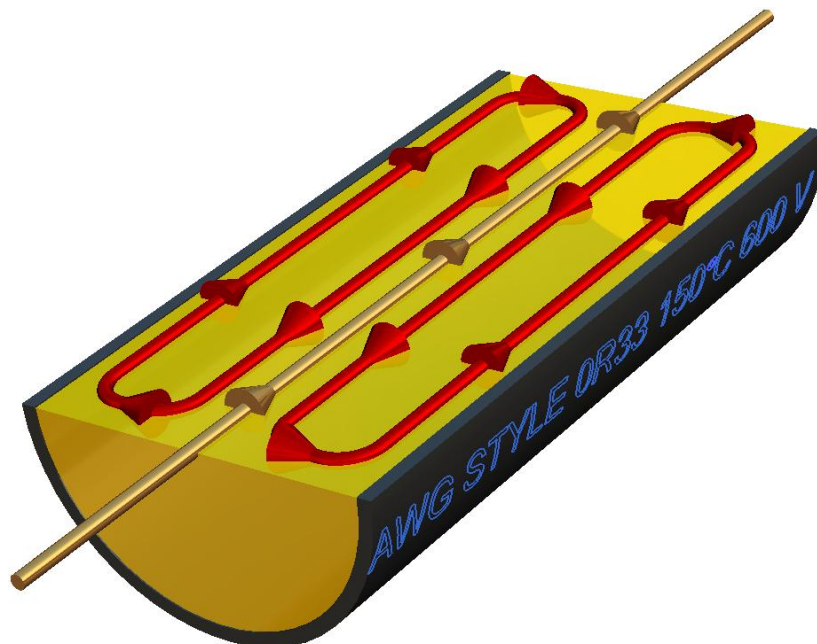
3. VIRRANTIHEYS JA SUURTAAJUISET ILMIÖT

Piiriteoriassa komponentit jaetaan kolmeen ryhmään. Nämä ryhmät ovat resistiiviset, induktiiviset ja kapasitiiviset. Ideaaliset komponentit näissä ryhmissä ovat vastus, kela ja kondensaattori. Tasavirralla vallitsevia ovat pelkästään resistiiviset komponentit. Vaihtovirralla kaikki kolme ryhmää ovat olemassa. Matalilla taajuuksilla komponenttien ideaaliset ominaisuudet ovat hallitsevia, mutta taajuuden kasvaessa muutkin ryhmät korostuvat. (Gylén 2006: 1.)

3.1 Virranahto

Virranahto (*skin effect*) on yksi vaihtosähkösovelluksissa esiintyvä ilmiö. Se aiheutuu johtimen sisälle muodostuvista pyörrevirroista (*eddy currents*). Pyörrevirrat kulkevat johtimen sisällä päävirtaa vastaan. Näin ollen pyörrevirrat kumoavat päävirtaa johtimen keskiosassa. (Mohan ym. 2003.)

Ilmiötä on havainnollistettu johtimen leikkauksella kuvassa 1. Ruskealla on kuvattu johtimen läpi kulkevaa virtaa ja punaisella pyörrevirtoja. Nuolet kuvaavat virran suuntaa.

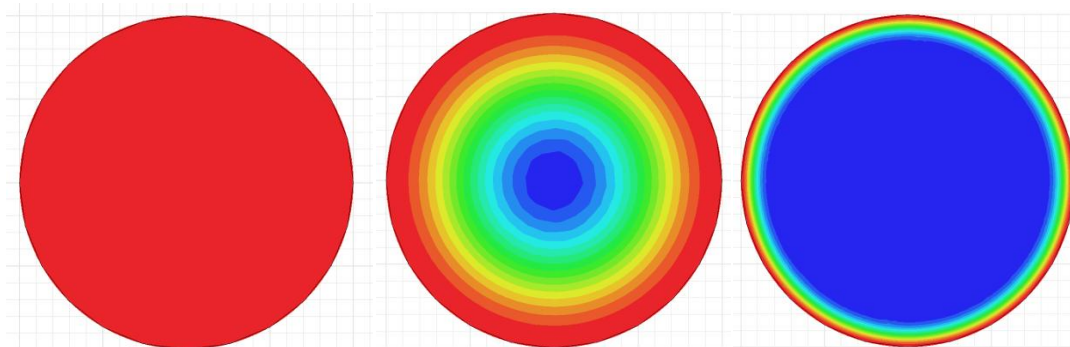


Kuva 1. Pyörrevirrat johtimessa (perustuu englanninkieliseen lähteeseen McLyman ym. 2002).

Virran tunkeutumissyvyys δ johtimessa voidaan laskea

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} = \sqrt{\frac{2\rho}{2\pi f\mu_0\mu_r}} = \frac{1}{\sqrt{\pi f\mu_0\mu_r\sigma}}, \quad (1)$$

missä ω on kulmataajuus ($2\pi f$), f taajuus, μ_0 tyhjiön permeabiliteetti ($4\pi \times 10^{-7}$ H/m), μ_r johtimen permeabiliteetti, ρ johtimen ominaisvastus ja σ johtimen sähkönjohtavuus. (Mohan ym. 2003). Yhtälö pätee vain vapaassa tilassa oleviin johtimiin. Tilannetta on myös helppo havainnollistaa simuloimalla. Kuvassa 2 virrantiheyttä on simuloitu kuparista valmistetussa johtimessa, jonka halkaisija on 2 mm. Johtimessa kulkeva virta on 1 A.



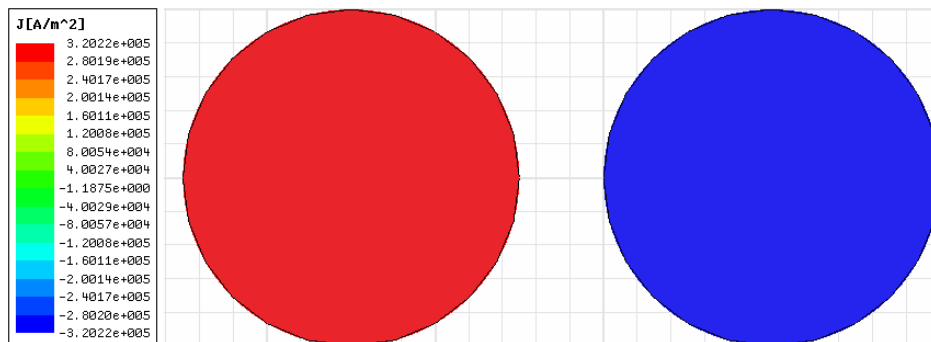
Kuva 2. Sähkövirran tiheys taajuuksilla 1 Hz, 1 kHz ja 1 MHz.

Kuvassa punaisella on merkitty aluetta, jossa on korkea virrantiheys. Sinisellä merkityllä alueella virrantiheys on nolla eli virtaa ei kulje. Tuloksista voidaan helposti huomata virrantiheyden muutokset taajuuden kasvaessa. Pienillä taajuuksilla virta etenee johtimessa kauttaaltaan. Taajuuden kasvaessa virta siirtyy yhä lähemmäksi johtimen pintaa. Taajuuden kasvaessa edelleen virta ahtautuu yhä pienemmälle poikkipinta-alalle, mistä aiheutuu resistanssin kasvua.

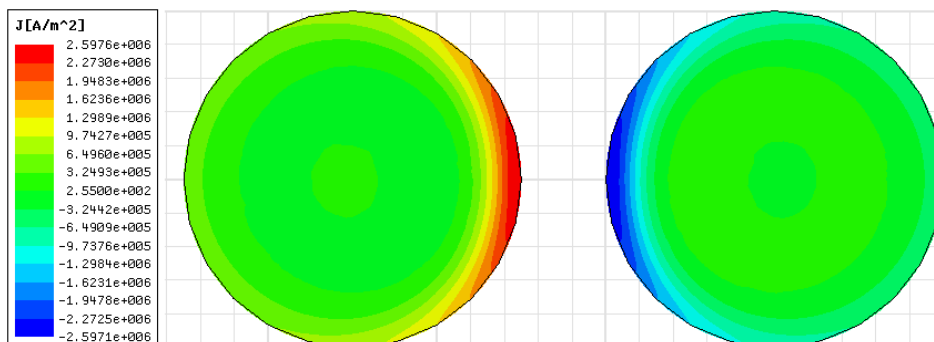
3.2 Läheisyysvaikutus

Mikäli vaihtovirtaa kuljettavan johtimen lähellä on toinen johdin, johdinten välille aiheutuu läheisyysvaikutus (*proximity effect*). Vaihtovirta aiheuttaa johtimen ympärille muuttuvan magneettikentän, joka indusoi viereiseen johtimeen pyörrevirtoja. Läheisyysvaikutus vaikuttaa johtimen virrantiheyteen pakottaen johtimessa kulkevan virran pienemmän pinta-alan läpi. Tällöin johtimen resistanssi nousee. Korkeilla taajuuksilla ilmiö on voimakkaampi, joten johtimen resistanssi kasvaa taajuuden kasvaessa. Kasvanut resistanssi aiheuttaa häviöitä ja lämpötilan nousua. (Mohan ym. 1995: 770.)

Läheisyysvaikutuksen ilmenemistä johdinten virrantiheytenä havainnollistetaan kuvilla 3 ja 4. Oletetaan tilanne, jossa johdinten halkaisija on 2 mm ja johtimet ovat 0,5 mm etäisyydellä toisistaan. Johtimien virrat ovat erisuuntaiset ja niiden suuruus on 1 A. Havaitaan, että 1 kHz taajuudella virta on jakautunut tasaisesti koko johtimen alalle. Taajuudella 200 kHz virta on pakkautunut johdinten lähimmille reunoille.



Kuva 3. Johdinten virrantiheys kun taajuus 1 kHz.



Kuva 4. Johdinten virrantiheys kun taajuus 200 kHz.

4. VÄLIPIIRITOPOLOGIAT JA IMPEDANSSIEN OPTIMOINTI

Kiskojen suunnitteluun vaikuttaa monta asiaa. Mekaniikkasuunnittelijalla, sähkösuunnittelijalla ja kiskon hankkijalla on kaikilla omat mielipiteensä kiskon ominaisuuksista. Ammattitaidottoman suunnittelijan tekemä pienikin muutos kiskoon saattaa aiheuttaa suuren muutoksen huonoon suuntaan. (Guichon ym. 2006.)

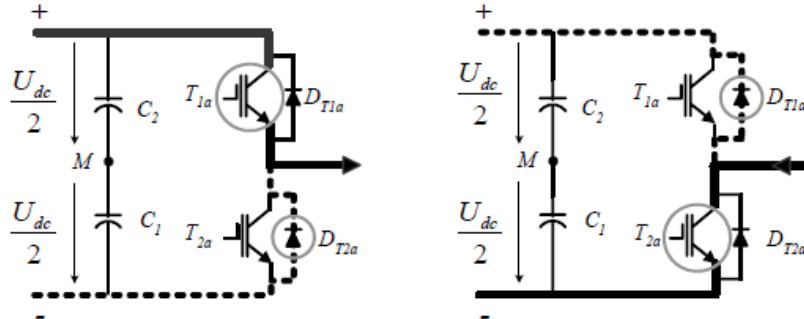
Nykyaikaisissa tehoelektroniikkasovelluksissa käytetään todella korkeita kytkentätaajuuksia ja virrat kasvavat jatkuvasti. Katkottaessa virtaa suurella taajuudella jännitteeseen ilmestyy ylijännitepiikkejä. Nämä jännitepiikit johtuvat energiasta, joka on varastoitunut virtatien magneettikenttiin, esimerkiksi välipiirin kiskoihin ja muihin välipiirin komponentteihin. Pahimmassa tapauksessa jännitepiikki on suurempi kuin puolijohteen jännitteenkesto, jolloin puolijohteen rikkoontumisvaara on ilmeinen. Vaikka jännitepiikit eivät riittäisikään rikkomaan puolijohteita, ne aiheuttavat kuitenkin turhia häviöitä. (Semikron 2008.)

Kiskoilla on aina resistanssi, induktanssi ja kapasitanssi. Resistanssin arvo muodostuu ainoastaan kiskon pituudesta, muodosta, materiaalista ja sähkövirran taajuudesta. Induktanssiin ja kapasitanssiin vaikuttaa myös kiskojen asettelu toisiinsa nähden. Erityisesti induktanssiin, tai lähinnä sen vähentämiseen, kannattaa keskittyä kiskojen suunnittelussa.

Kiskojen hajainduktanssilla (*stray inductance*) on suuri merkitys kiskoihin varastoituaan energiaan. Mitä pienempi on induktanssi, sitä pienempi määrä energiaa varastoituu ja sitä pienemmät ovat ylijännitepiikit. Tästä johtuen tehoelektroniikkasovellukset vaativat matalainduktanssisia kytkentöjä. (Semikron 2008.)

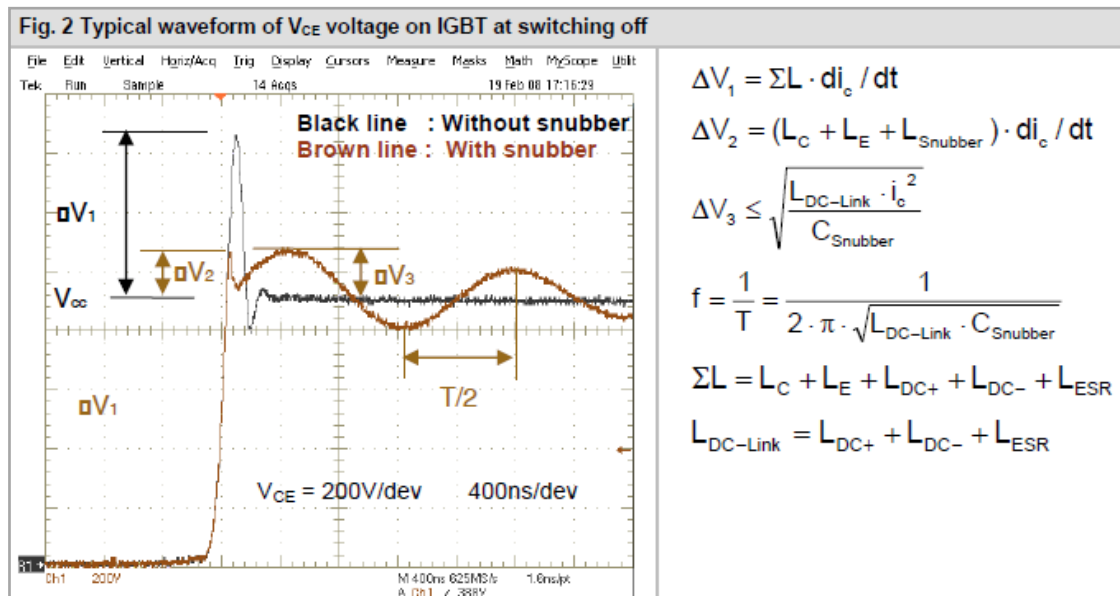
Induktanssi ja sen virran muutosnopeus vaikuttavat suoraan jännitepiikin suuruuteen kommutoinnin aikana. Induktanssia täytyy pyrkiä pienentämään erityisesti virran kommutointireitillä. Kaksitasoisessa taajuusmuuttajassa virta kommutoi aina DC-miinskiskon ja DC-pluskiskoja kautta. Tämä nähdään kuvasta 5. Tästä johtuen kaksitasoisen jännitevälipiirillisen vaihtosuuntaajan (VSC) välipiirikiskoja suunnittelussa

voidaan keskittyä lähinnä DC-miinusiskkon ja DC-pluskiskon induktanssien optimointiin.

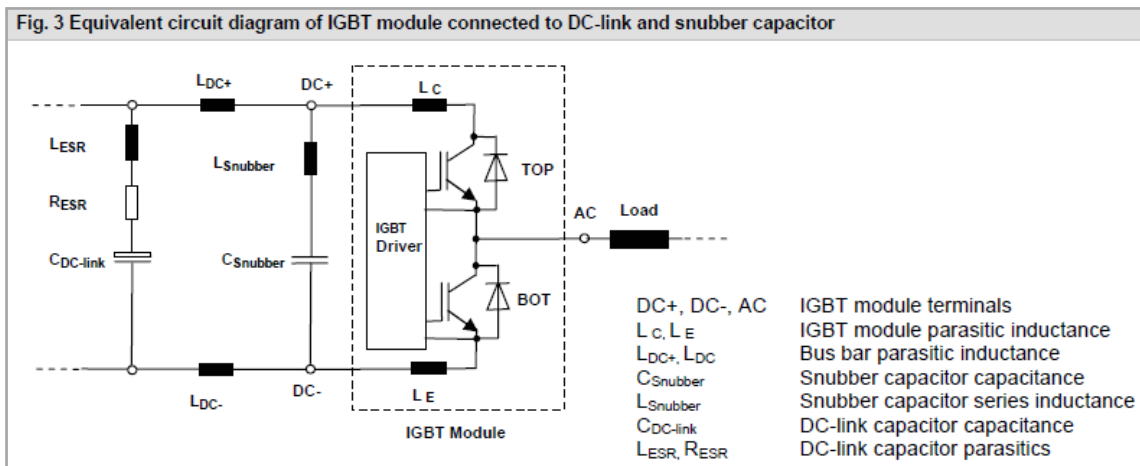


Kuva 5. Kommutointi- ja kytkentähäviöt kaksitasoisessa vaihtosuuntaajassa (VSC) (Seyed Saeed 2007: 34).

Ylijännitepiikin suuruutta voidaan arvioida kuvassa 6 esitettyjen laskentakaavojen avulla. Kaavoissa käytetty virta i_c on IGBT:n läpi kulkeva virta, jota katkotaan. Virran i_c reitti ei pysy kaavoissa samana. Ensimmäisessä kaavassa virta kiertää välipiirin kondensaattorin kautta, jolloin virtareitti on pitkä. Kahdessa seuraavassa kaavassa virta kiertää vaimennuskondensaattorin kautta. IGBT-moduulin ja välipiirikiskojen sijaiskytkentä, jossa on käytetty vaimennuskondensaattoria, nähdään kuvassa 7.



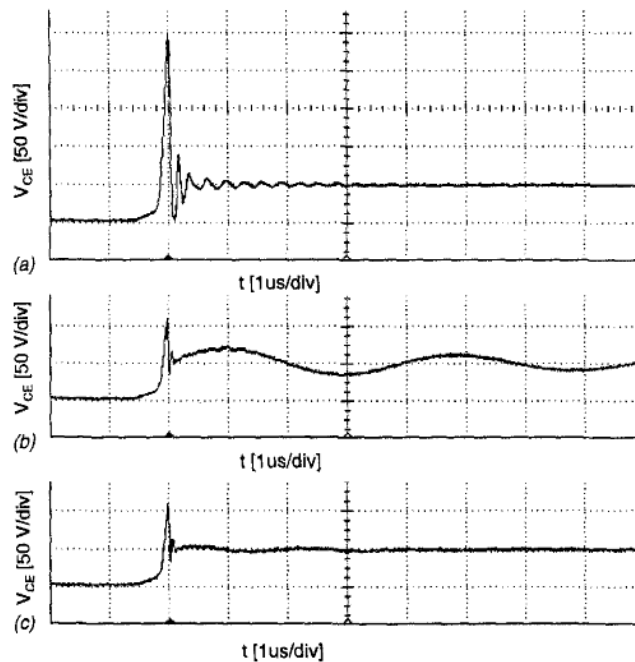
Kuva 6. Ylijännitepiikki (Semikron 2008).



Kuva 7. Välipiirin ja IGBT -moduulin sijaiskytkentä (Semikron 2008).

Vaimennuskondensaattorin kapasitanssin arvo täytyy olla riittävän suuri, jotta tarvittava vaimennus saadaan aikaiseksi. Tyypillisesti kapasitanssin arvo on välillä 0,1 - 1,0 μF . Pelkästään suuri kapasitanssin arvo ei kuitenkaan takaa riittävää vaimennusta, vaan vaimennuskondensaattorin sijoitus täytyy ottaa huomioon. Vaimennuskondensaattorin ja IGBT -moduulin väliin ei saa jäädä pitkää virtatietä, koska pitkä virtatie lisää induktanssia. Paras tapa on kiinnittää vaimennuskondensaattori suoraan IGBT -moduulin napoihin. Myöskään kondensaattorin sisäinen induktanssi ei saa olla suuri. (Semikron 2008.)

IGBT -tehokomponentin jännitepiikkejä komponentin sammutushetkeltä nähdään kuvassa 8. Ylimpänä kuvassa näkyy johtosarjan aiheuttama jännitepiikki. Keskellä on johtosarjan jännitepiikki kun vaimennuskondensaattorit on asennettu. Alimpana on kaksi-kerroskiskon aiheuttama jännitepiikki.



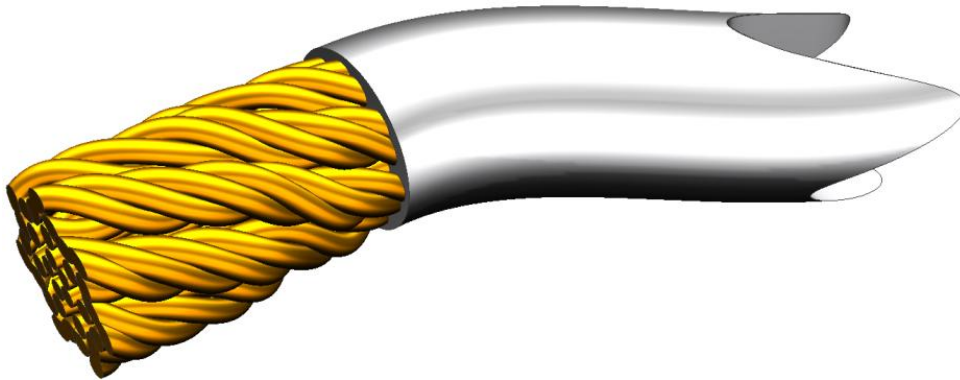
Kuva 8. Transientteja näkyvissä IGBT:n kollektori-emitteri jännitteen (V_{ce}) käyrämuodossa (Beukes ym. 1997: 2).

Kuvan 8 perusteella voidaan todeta, että huolellisella kiskojen suunnittelulla voidaan joissain tapauksissa vaimennuskondensaattorit jättää kokonaan pois. Tämä vähentää kustannuksia muun muassa komponentti- ja kokoonpanokuluissa.

4.1 Johtosarja

Helppoin ja perinteisin tapa johtaa virtaa paikasta toiseen on johto. Johdot ovat halpoja ja niitä on helposti saatavilla. Lisäksi johdot ovat helppoja sekä valmistaa että asentaa.

Kuitenkin nopeasti kytkevien IGBT -tehokomponenttien kanssa ei voida suositella käytettäväksi johtoja, koska johtojen induktanssi on liian suuri tarkoitettuun toimintaan. Kiskon induktanssi voi olla vain 1/3 - 1/2 normaalin pyöreän johdon tai Litz-johdon induktanssista. Litz-johdossa käytetään useita ohuita säikeitä, jotka on kierretty yhteen nippuun. Joissain tapauksissa nämä kierretyt säieniput kierretään vielä toistensa ympäri kuten kuvassa 9. Litz-johtoja on monia eri lajeja riippuen kiertoavasta ja eristämisestä. Litz-johdolla saadaan pienennettyä virranahtoa ja läheisyysvaikutusta. (Allocco 1997: 1.)



Kuva 9. Kaksoiskierretty Litz-johto (perustuu lähteeseen HM Wire International: 2007).

Lisäksi johtosarjat ovat usein monimutkaisia, ja asennus- ja reititysvirheitä tulee tehtyä helposti. Myös johtojen säilytys, tilaus ja inventointi on hankalampaa kuin kiskon.

4.2 Piirilevy

Välipiirissä ei välttämättä tarvita johtoja tai kiskoja, koska johdot voidaan korvata piirilevyllä. Tällöin saadaan aikaiseksi luotettava ja kestävä rakenne. Virtaa voidaan kuljettaa enemmän, mikäli piirilevystä tehdään monikerroksinen. Tällöin virralle voidaan tehdä kulkureittejä eri kerroksiin. Piirilevy sopii tapauksiin, joissa virta on pienempi kuin 150 A. Sitä suuremmilla virroilla koko kasvaa liiaksi sekä luotettavuus kärsii. (Allocco 1997: 1.)

4.3 Yksikerroskisko

Yksinkertaisin kisko on yksikerroskisko. Kiskon avulla voidaan helposti säästää tilaa johtosarjaan verrattuna. Muodostaan ja suorakaiteen muotoisesta poikkipinta-alastaan johtuen kisko tarvitsee vain 1/2 - 1/10 johtosarjan tilasta. (Allocco 1997:1.)

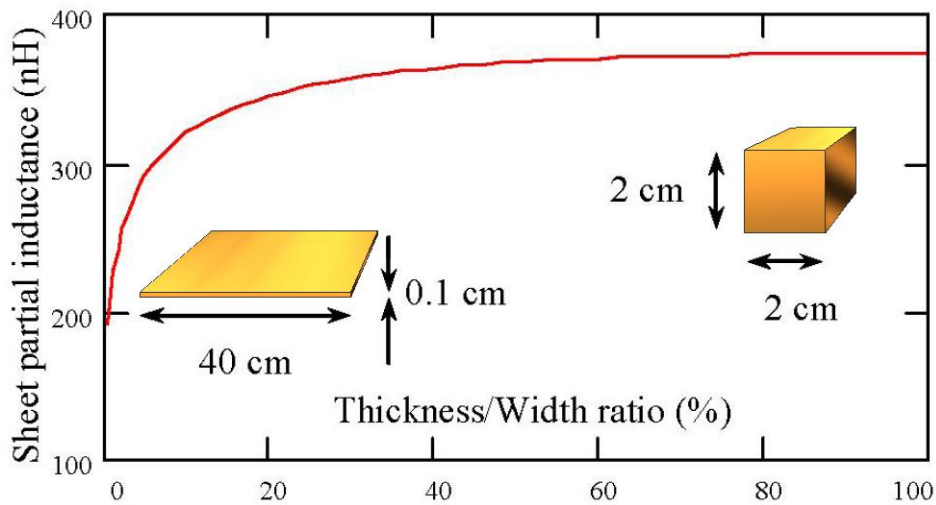
Kisko mahdollistaa myös paremman ilmankierron laitteessa sekä fyysisesti pienempien laitteiden valmistuksen. Ilmankierron parantuessa ei tarvita suuria puhaltimia pitämään laite viileänä. Lisäksi kiskon asentaminen väärin laitteeseen on lähes mahdotonta. Kisko

sopii myös aina samalla tavalla suunniteltuun tilaan eikä johtojen kanssa esiintyviä erilaisia asennustyyplejä ja -reitityksiä pääse esiintymään.

Yksikerroskiskon avulla voidaan helposti havainnollistaa kiskon geometrian muutosten vaikutusta kiskon induktanssiin.

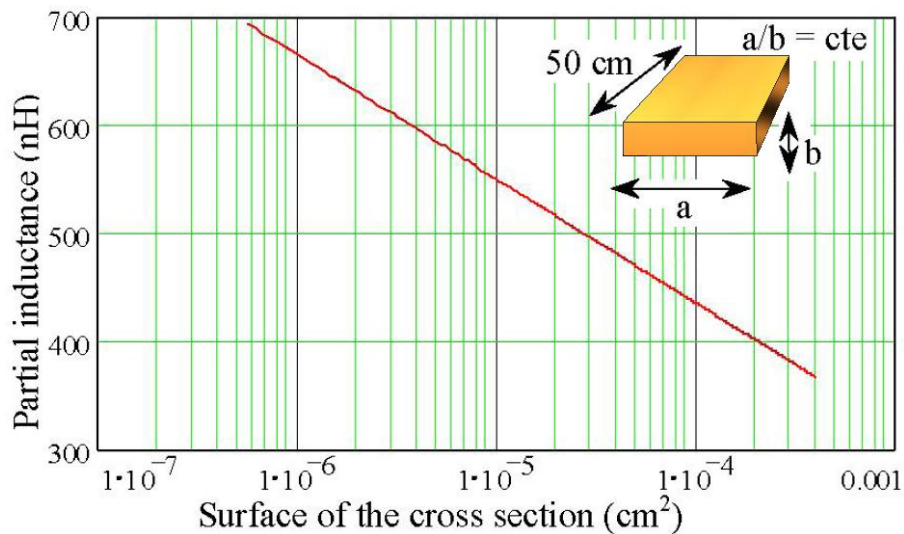
Matalalla kiskolla on pienempi induktanssi kuin paksulla kiskolla. Kiskon poikkipinta-alan lisäämisellä voidaan pienentää induktanssia ja resistanssia. Poikkipinta-alan lisäys nostaa kiskon lämmönjohtokykyä sekä mekaanista kestävyyttä. Poikkipinta-alan lisäys nostaa myös kiskon painoa ja hintaa, jotka haluttaisiin pitää mahdollisimman matalina. (Guichon ym. 2006.)

Kiskon poikkipinta-alan paksuus/leveys -suhteen vaikutus kiskon induktanssiin nähdään kuvassa 10. Kuvassa kiskon poikkipinta-ala pysyy samana, vain muoto muuttuu.



Kuva 10. Kiskon poikkipinta-alan paksuus/leveys -suhteen vaikutus kiskon induktanssiin (perustuu englanninkieliseen lähteeseen Guichon ym. 2006).

Kiskon poikkipinta-alan suurentamisen vaikutus kiskon induktanssiin nähdään kuvassa 11. Kiskon poikkipinta-alan profiili pysyy samana.

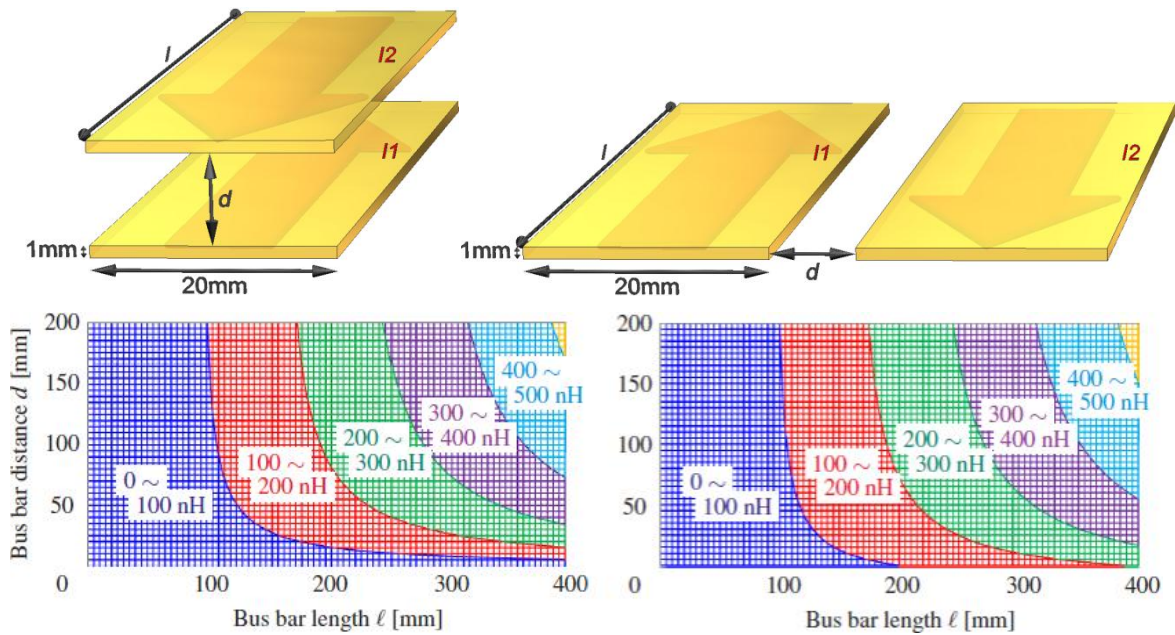


Kuva 11. Kiskon poikkipinta-alan vaikutus kiskon induktanssiin (perustuu englanninkieliseen lähteeseen Guichon ym. 2006).

Tehoelektronikkasovelluksissa käytetään vieläkin vierekkäin olevia yksikerroskiskoja. Vierekkäisyys vaakatasossa ei kuitenkaan ole paras mahdollinen tapa kiskojen asettelussa. Kiskojen välillä ilmenee jonkin verran keskinäisinduktanssia, mutta tämä keskinäisinduktanssi on hyvin pieni, koska vastakkain olevat sivut ovat pinta-alaltaan pienet ja kaukana toisistaan. Keskinäisinduktanssin vaikutuksesta ja synnystä kerrotaan enemmän kaksikerroskiskon tapauksessa.

4.4 Kaksikerroskisko

Yksinkertaisen yksikerroskiskon jälkeen voidaan tarkastella kaksikerroskiskoja. Vaikka yksikerroskisko on vähemmän induktiivinen kuin perinteinen johto, kiskon hajainduktanssi on kuitenkin liian suuri nykyaikaisiin tehoelektronikkasovelluksiin. Kaksikerroskiskon induktanssi voidaan saada huomattavasti pienemmäksi kuin yksikerroskiskon. Kahden kiskon asettelun, pituuden ja välimatkan vaikutusta induktanssiin on esitetty kuvassa 12. Esimerkissä kiskojen virrat ovat erisuuntaiset. Pieni kokonaisinduktanssi voidaan saavuttaa vain jos kiskojen virrat ovat erisuuntaiset. Ilmiöön palataan tarkemmin myöhemmin.



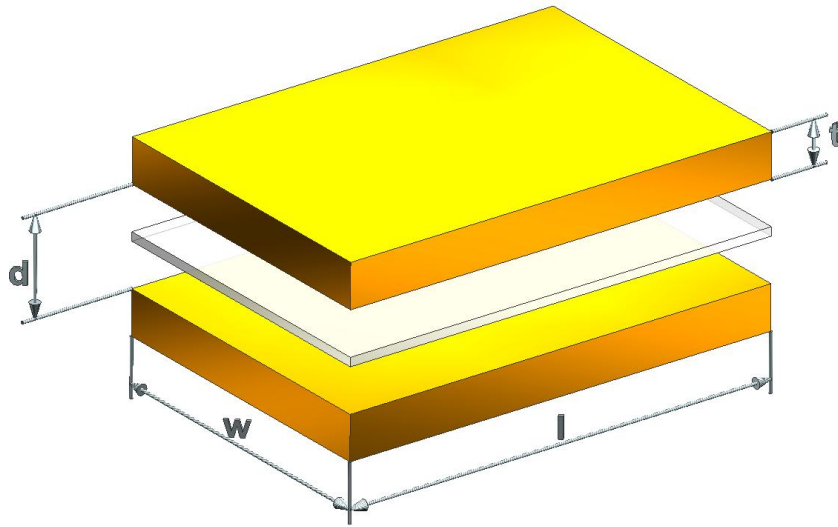
Kuva 12. Kiskojen pituuden, välimatkan ja asettelun vaikutus induktanssiin (perustuu englanninkieliseen lähteeseen Ando ym. 2011).

Kaksikerroskiskossa plus- ja miinuskiskot asetetaan päällekkäin toisiaan vasten. Kisko-
jen väliin täytyy laittaa eriste, jotta kiskojen välinen ilmaväli pysyy turvallisena. Kiskot
ja eriste ovat erillisiä osia. Kokoonpanossa osat yhdistetään ja asennetaan taajuusmuut-
tajaan. Vaikka induktanssi on tärkein ominaisuus, johon suunnittelijan kannattaa kiinnit-
tää huomiota, käydään aluksi läpi muita kaksikerroskiskojen ominaisuuksia.

Kaksikerroskiskon tasavirtaresistanssi voidaan laskea

$$R_{DC} = \rho \frac{2l}{wt}, \quad (2)$$

missä ρ on johtavan aineen ominaisvastus, l kiskon pituus, w kiskon leveys ja t kiskon
paksuus. (Caponet ym. 2000: 3.) Symbolit näkyvät kuvassa 13.



Kuva 13. Kaksikerroskiskon mitat (perustuu englanninkieliseen lähteeseen Caponet ym. 2000: 1).

Vaihtovirralla resistanssi muuttuu taajuuden kasvaessa, koska virranahdo ajaa virtaa kohti johtimen reunoja. Virranahdosta johtuen virta joutuu kulkemaan yhä pienemmän poikkipinta-alan läpi, jolloin resistanssi kasvaa. Vaihtovirtaresistanssin laskemista täytyy käyttää, kun kiskon paksuus on suurempi kuin kaksi kertaa virran tunkeutumissyvyys ($t > 2\delta$). (Caponet ym. 2000.) Vaihtovirtaresistanssi voidaan laskea

$$R_{AC} = \rho \frac{4l}{w\delta}, \quad (3)$$

missä δ on virran tunkeutumissyvyys. (Caponet ym. 2000: 3.)

Kaksikerroskisko on rakenteeltaan kuin kondensaattori, sillä siinäkin kahden eri potentiaalissa olevan levyn välissä on eristävää materiaalia. Rakenteestaan johtuen kaksikerroskiskossa ilmenee kapasitanssia. Kapasitanssi voidaan laskea

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{wl}{t_{eriste}}, \quad (4)$$

missä ε_0 on tyhjiön permittiivisyys ($8,854187817 \cdot 10^{-12}$ F/m.), t_{eriste} on eristeen paksuus ja ε_r suhteellinen permittiivisyys. (Caponet ym. 2000: 2.) Suhteellinen permittiivisyys

kertoo eristeen permittiivisyyden suhteesta tyhjiön permittiivisyyteen. Eristeillä suhteellista permittiivisyyttä kutsutaan myös dielektriseksi vakioksi (*dielectric constant*). Yhtälössä oletetaan kiskojen olevan aivan eristeessä kiinni eli kiskojen välissä on pelkästään eristeen paksuuden verran tilaa.

Kiskoilla on myös konduktanssia, joka voidaan laskea

$$G = \sigma_{eriste} \frac{wl}{t_{eriste}}, \quad (5)$$

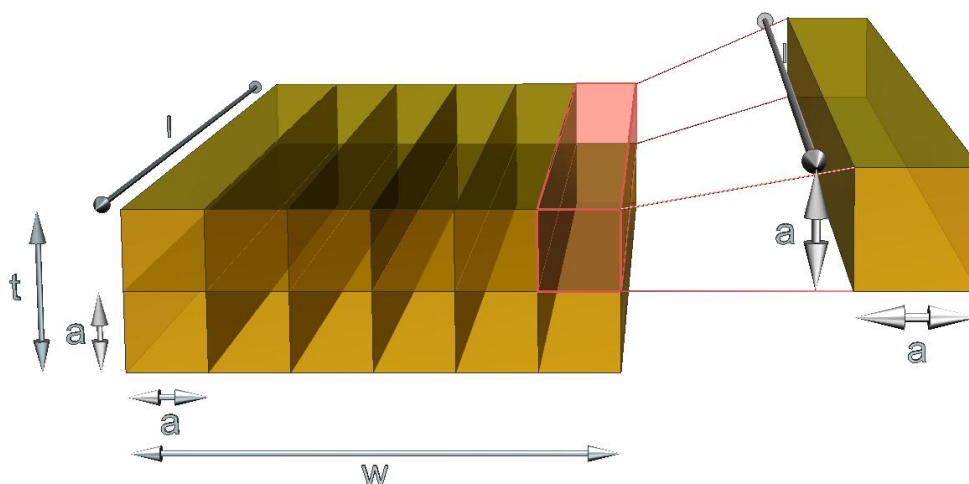
missä σ_{eriste} on eristeen sähkönjohtavuus. Konduktanssi voi vaihdella taajuuden, ympäristön kosteuden ja lämpötilan mukaan. (Caponet ym. 2000: 2.)

Kiskojen induktanssin laskeminen ei ole yksiselitteistä ja lähteestä riippuen induktanssin laskemiseen löytyy erilaisia kaavoja. Seuraavana on esitetty yksi viimeisimpien tutkimusten mukainen induktanssin laskukaava. Kiskojen induktanssin laskemiseen on annettu kaksi eri kaavaa riippuen kiskon paksuuden ja pituuden suhteesta. Keskinäisinduktanssi lasketaan kuitenkin molemmissa tapauksissa samalla tavalla.

Keskinäisinduktanssi voidaan laskea

$$M = \frac{\mu_0}{2\pi} \left(l \ln \frac{\sqrt{d^2 + l^2} + l}{d} - \sqrt{d^2 + l^2} + d \right), \quad (6)$$

missä μ_0 on tyhjiön permeabiliteetti ja d kiskojen välinen etäisyys. (Ando ym. 2011: 3.) Induktanssin laskemiseen voidaan käyttää kahta eri tapaa. Toisessa kisko jaetaan poikkipinta-alaltaan neliön muotoisiin osiin ja toisessa ympyrän muotoisiin osiin. Kiskon jakaminen poikkipinta-alaltaan neliönmuotoisiin osiin nähdään kuvassa 14.



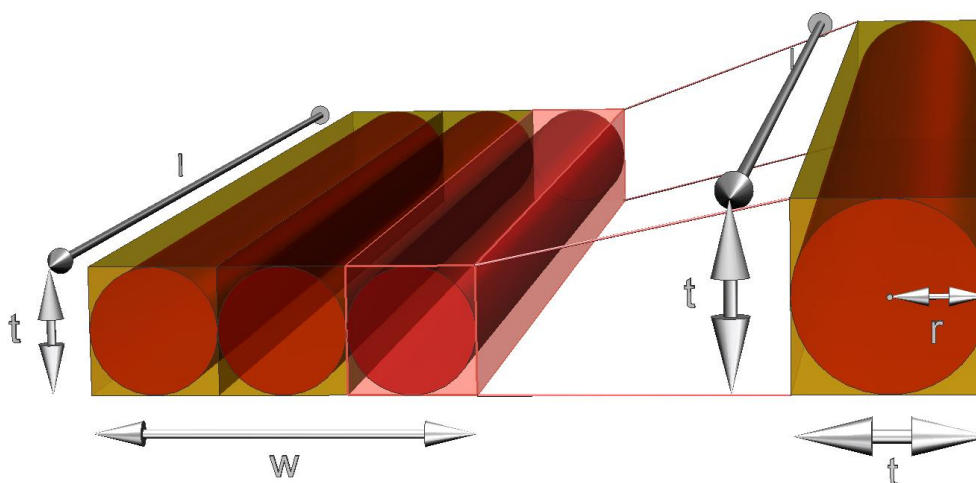
Kuva 14. Kiskon jakaminen poikkipinta-alaltaan neliön muotoisiin osiin (perustuu englanninkieliseen lähteeseen Ando ym. 2011: 4).

Kun $l/a \geq 100$, kuvassa 14 näkyvän kiskon induktanssi voidaan laskea

$$L_{sQ} = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\ln \frac{2l}{a} - \frac{1}{3} \ln 2 + \frac{13}{12} - \frac{\pi}{3} \right) \quad (7)$$

(Ando ym. 2011: 4.).

Toinen tapa induktanssin laskemiseen on jakaa kisko poikkipinta-alaltaan ympyrän muotoisiin osiin. Tämä tapa nähdään kuvassa 15.



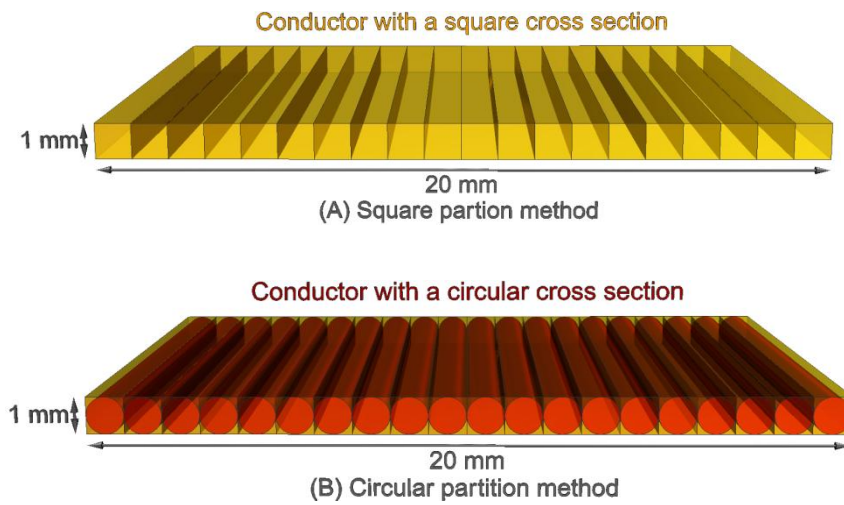
Kuva 15. Kiskon jakaminen poikkipinta-alaltaan ympyrän muotoisiin osiin (perustuu englanninkieliseen lähteeseen Ando ym. 2011: 4).

Kuvassa 15 näkyvän kiskon induktanssiksi voidaan laskea

$$L_C = \frac{\mu_0 l}{8\pi} + \frac{\mu_0}{2\pi} \left(l \ln \frac{\sqrt{r^2 + l^2} + l}{r} - \sqrt{r^2 + l^2} + r \right), \quad (8)$$

missä r on ympyrän säde. (Ando ym. 2011: 4.)

20 mm² kiskon jakaminen molempiin laskentaosiin nähdään kuvassa 16.



Kuva 16. Kiskojen jakaminen osiin molemmilla induktanssin laskentatavoilla (perustuu englanninkieliseen lähteeseen Ando ym. 2011: 5).

Neliö poikkipinta-alaista laskentatapaa voidaan käyttää kun $l/t \geq 100$. Muissa tapauksissa voidaan käyttää ympyrä poikkipinta-alaista laskentatapaa. (Ando ym. 2011: 5.)

Kun resistanssi ja konduktanssi ovat vähäisiä, kaksikerroskiskon impedanssi voidaan kirjoittaa muotoon

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (9)$$

(Caponet ym. 2000: 2.).

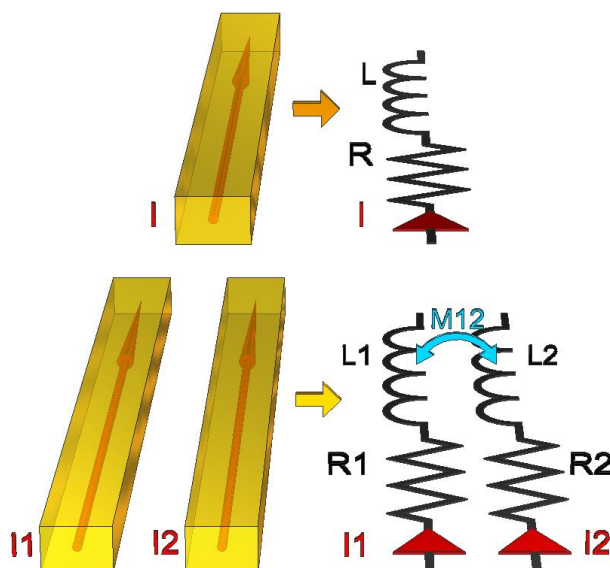
Kiskojen impedanssi täytyy pitää mahdollisimman pienenä. Yhtälöstä 9 voidaan todeta, että tämä onnistuu induktanssia pienentämällä ja kapasitanssia lisäämällä. Kapasitanssia voidaan yhtälöiden mukaan kasvattaa pienentämällä eristeen paksuutta, kasvattamalla kiskon pinta-alaa sekä valitsemalla eristeen, jolla on suuri suhteellinen permittiivisyys.

Kaksikerroskiskoissa kiskojen välille muodostuu kapasitanssin lisäksi myös keskinäisinduktanssi. Keskinäisinduktanssissa kiskossa 1 kulkeva virta luo muuttuvan magneettikentän, joka läpäisee kiskon 2. Muuttuvan virran tapauksessa kiskoihin vaikuttaa sama keskinäisinduktanssi, jolloin yhteen kiskoon vaikuttaa

$$M = \frac{N_2 \bar{\Phi}_{B2}}{i_1}, \quad (10)$$

missä N_2 on kiskon 2 kierrosmäärä, Φ_{B2} magneettikenttä joka läpäisee kiskon 2 ja i_1 kiskossa 1 kulkeva virta. (Young ym. 2008: 1031.)

Kaksikerroskiskossa voidaan hyödyntää kiskojen välistä keskinäisinduktanssia. Kaksikerroskiskon sijaiskytkentä nähdään kuvassa 17.

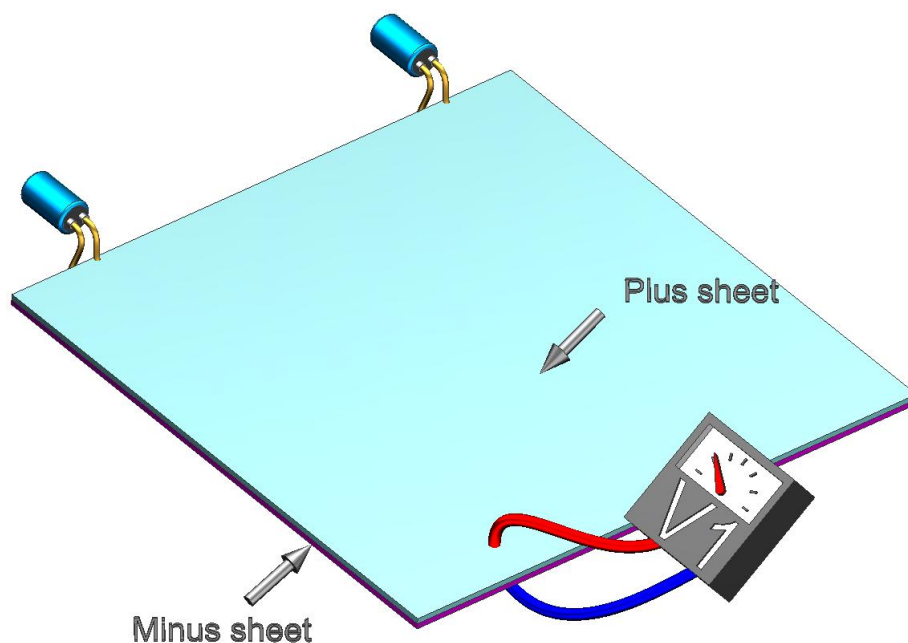


Kuva 17. Yksikerroskiskon ja kaksikerroskiskon sijaiskytkennät (perustuu englanninkieliseen lähteeseen Clavel ym. 1997).

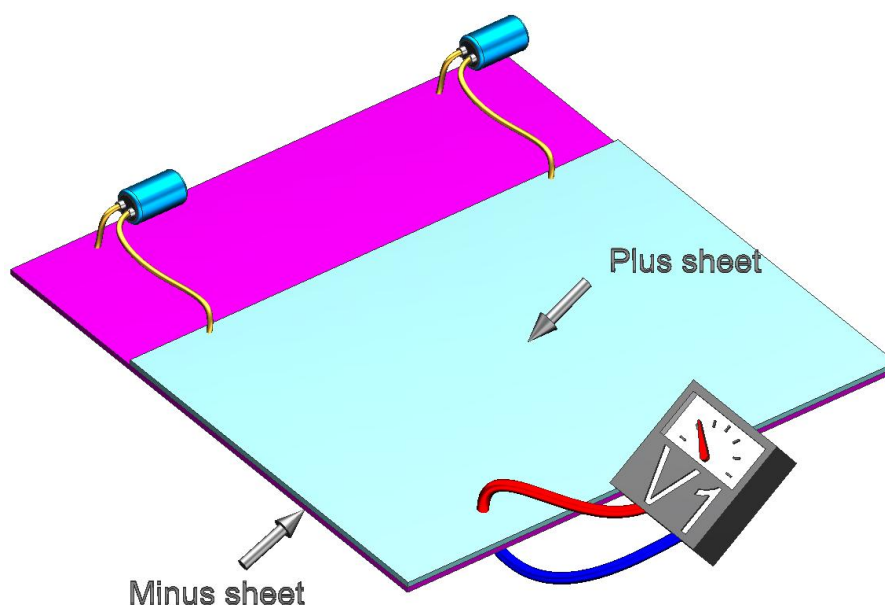
Koko kaksikerroskiskon induktanssi voidaan laskea

$$L_{kok} = L_1 + L_2 \pm 2 \cdot M_{12}, \quad (11)$$

missä L_1 on ensimmäisen kiskon induktanssi, L_2 toisen kiskon induktanssi ja M_{12} kisko-
jen keskinäisinduktanssi. Keskinäisinduktanssi vähennetään L_1 :n ja L_2 :n summasta jos
virrat kulkevat kiskoissa eri suuntiin. Jos virrat kulkevat samaan suuntaan, keskinäis-
induktanssi täytyy lisätä L_1 :n ja L_2 :n summaan. Kaksikerrosrakenteella voidaan pienentää
kisko-
jen induktanssia hyödyntämällä laajoja päällekkäisiä alueita. Laajoja päällekkäisiä
alueita hyödyntämällä M_{12} voi kasvaa hyvinkin suureksi, jolloin kaksoiskiskon kokonai-
sinduktanssi laskee. Keskinäisinduktanssin vaikutusta kaksikerroskisko-
jen kokonais-
induktanssiin havainnollistetaan kuvissa 18 ja 19. Kuvissa levyjen välissä ovat jänniteläh-
de ja kondensaattorit. (Guichon ym. 2006: 2.) On tärkeää havaita, että taajuusmuuttajas-
sa virrat kulkevat erisuuntiin, jolloin keskinäisinduktanssilla on kokonaisinduktanssia
vähentävä vaikutus.



Kuva 18. Kuparilevyt peittävät toisensa täydellisesti (perustuu englanninkieliseen läh-
teeseen Guichon ym. 2006: 2).



Kuva 19. Kuparilevyt eivät peitä toisiaan täydellisesti (perustuu englanninkieliseen lähteeseen Guichon ym. 2006: 2).

Kuvan 18 tapauksessa kokonaisinduktanssi on

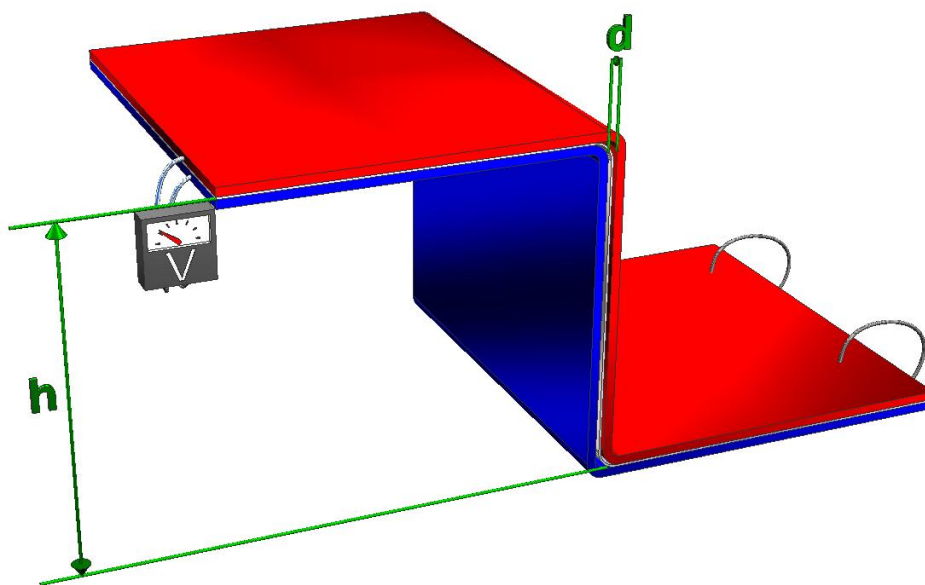
$$\begin{aligned} L_{1kok} &= L_1 + L_2 - 2M_{12} \\ &= 108,9nH + 108,9nH - 2 \cdot 106,35nH = 5,1nH \end{aligned} \quad (12)$$

Kuvan 19 tapauksessa kokonaisinduktanssi on

$$\begin{aligned} L_{2kok} &= L_1 + L_2 - 2M_{12} \\ &= 74,3nH + 108,9nH - 2 \cdot 78,6nH = 26nH \end{aligned} \quad (13)$$

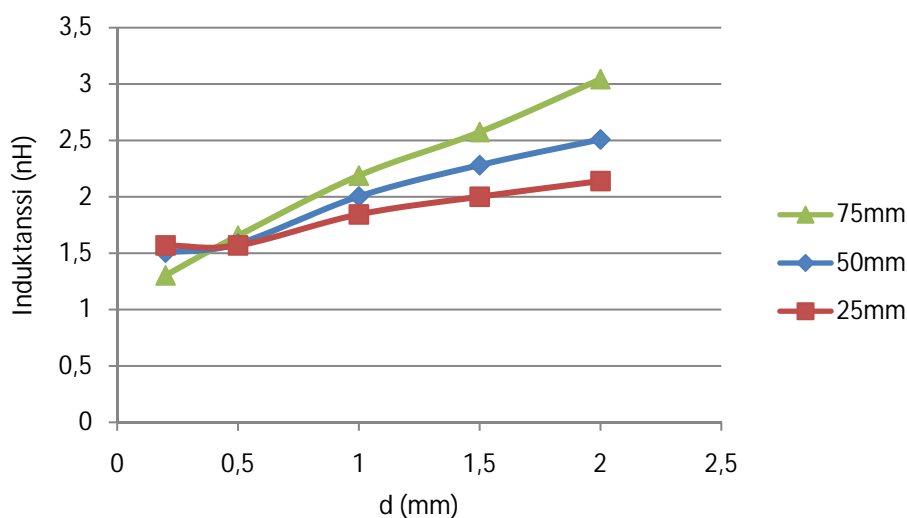
Nämä edellä mainitut induktanssiarvot ovat peräisin Guichon artikkelista. Kuvassa 18 olevan kiskon induktanssi on noin viidesosa kuvan 19 kiskon induktanssista. Kaksikerroskiskon rakenteessa on myös muita etuja. Kaksikerroskisko on lähes immuuni ulkoisille magneettisille häiriöille. Kiskoihin vaikuttaa lähes sama magneettikenttä, jolloin magneettikentän indusoima jännite kiskojen välillä on lähes nolla. (Guichon ym. 2006: 2.) Tämä ei kuitenkaan tarkoita sitä, että kiskojen välinen jännite olisi nolla.

Edellisessä esimerkissä tutkittiin kahden tasomaisen kiskon induktansseja. Mielenkiinnosta voidaan tutkia simuloimalla, kuinka kiskoihin tehty kaksoispokkaus vaikuttaa kiskojen induktanssiin. Tutkittava kisko on kuvassa 20, jossa nähdään kiskoon tehdyt pokkaukset.



Kuva 20. Tutkittava kaksoispokattu kisko, jossa pokkauksen korkeus ja nousuosan kiskojen välinen etäisyys on esitetty.

Kiskon pituus on 250 mm, leveys 100 mm ja paksuus 2 mm. Kiskojen välissä on polyamidista valmistettu eriste, jonka paksuus on 0,5 mm. Kiskojen välinen etäisyys on siis 0,5 mm, mutta vain nousuosuudella kiskojen välistä etäisyyttä (d) muutetaan. Tällä tavoin voidaan simuloida huonon asennuksen tai valmistustoleranssien aiheuttamaa induktanssin nousua. Myös nousuosan korkeutta (h) muutetaan. Korkeus on otettu huomioon kiskon pituudessa, jolloin tulokset ovat vertailukelpoiset. Simuloinnissa kiskot on oikosuljettu toisesta päästä ja toisessa päässä on jännitelähde. Kiskon induktanssia simuloidaan 2 MHz:n taajuudella. Kiskoja simuloitiin kolmella eri nousuosan korkeudella. Korkeudet olivat 25 mm, 50 mm sekä 75 mm. Nousuosassa käytettiin viittä eri d -etäisyyttä. Etäisyydet olivat 0,2 mm, 0,5 mm, 1 mm, 1,5 mm ja 2 mm. Simuloinnin tulokset nähdään kuvassa 21.



Kuva 21. Nousuosan korkeuden ja välin vaikutus koko kiskon induktanssiin.

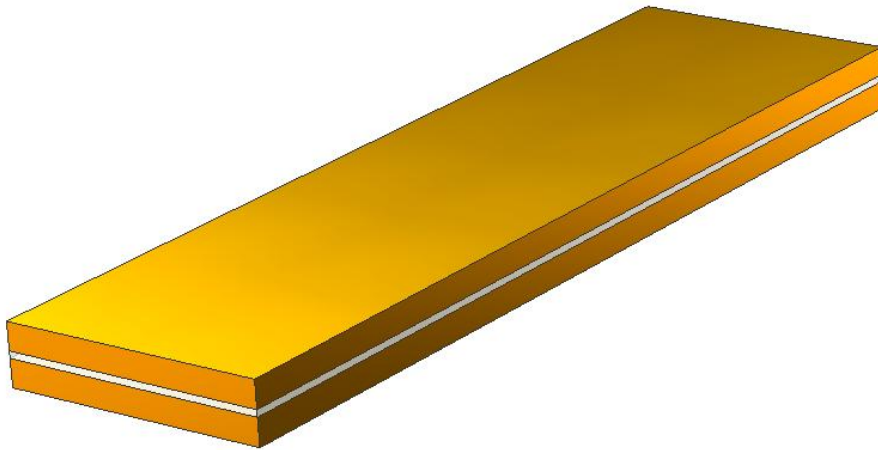
Kuvassa 21 75 mm, 50 mm ja 25 mm tarkoittavat pökkauksen korkeutta. Kiskojen välin kasvattaminen nostaa induktanssia eniten, kun pökkauksen korkeus on suuri. Tämä johtuu siitä, että etääntyvän pinnan pinta-ala on suuri verrattuna koko kiskon pinta-alaan. Kiskojen induktanssi ei kasva yhtä suuresti pienillä pökkauksen korkeuksilla, jolloin induktanssia ei saada pienennettyä, vaikka d -mitta pienennettäisiin alle 0,5 mm:n, koska lähentynyt pinta-ala on pieni suhteessa loppuun kiskoon ja loppu kiskolla etäisyys on edelleen 0,5 mm. Etäisyyden kasvaessa 1 mm:stä 2 mm:iin induktanssi kasvaa 25 mm korkealla pökkauksella 16 %, 50 mm korkealla pökkauksella 25 % ja 75 mm korkealla pökkauksella 39 %. 39 % induktanssin kasvu on suhteellisen paljon, koska 75 mm korkean pökkauksen osuus koko kiskosta on 30 %. Tulokset ovat loogisia.

Tulokset ovat vain yhdestä esimerkistä, mutta tulosten perusteella voidaan todeta, että mitä korkeampi kulma on, sitä suurempi vaikutus kiskojen etäisyydellä on induktanssiin. Tämä johtuu erkanevan pinnan suuresta pinta-alasta suhteessa koko kiskoon.

Tarkkoja suunnitteluohjeita on hankala antaa edellisen esimerkin perusteella, koska jokainen laite on erilainen. Kuitenkin olisi pyrittävä välttämään moniulotteisia kiskoja, koska taitosten suuri määrä kasvattaa induktanssin kasvamisen riskiä. Toinen vaihtoehto on pitää kulman korkeus mahdollisimman pienenä, jolloin huonoillakin toleransseilla

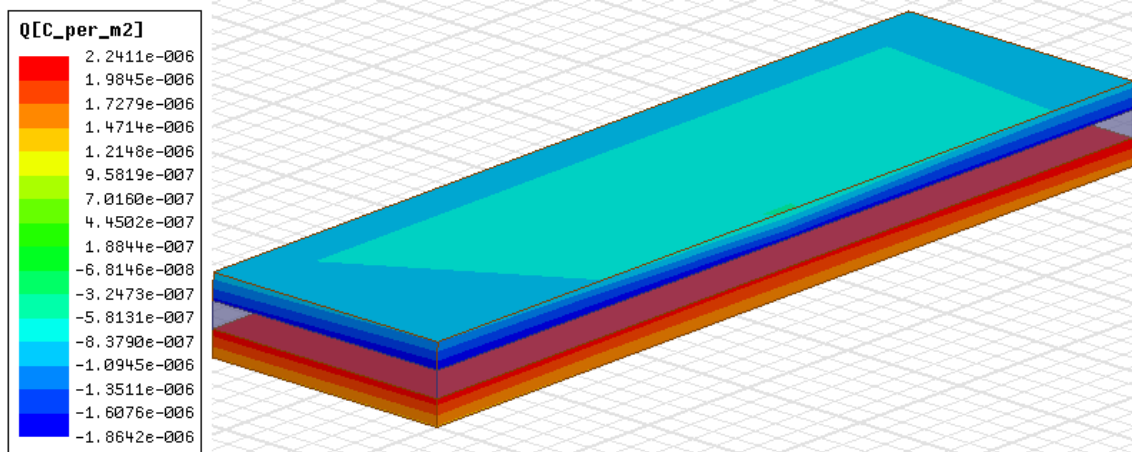
induktanssi pysyy kohtuullisena. Käytännössä näiden ohjeiden noudattaminen ei kuitenkaan ole niin yksinkertaista.

Kiskojen välimatkan vaikutusta kiskojen sähkövarauksiin voidaan havainnollistaa simuloimalla tilannetta eristeen eri paksuuksilla. Simuloitava malli nähdään kuvassa 22. Mallissa on kaksi kuparikiskoja, joiden mitat ovat 70 mm x 20 mm x 2 mm. Kiskojen välissä on eriste. Eriste on polyamidia. Tilannetta simuloidaan kahdella eri eristeen paksuudella. Ylemmän kiskon jännite on 540 V ja alemman kiskon jännite on 0 V. Tämä vastaa tyypillisen pienjänniteverkossa käytettävän kuusipulssisillan tuottamaa välipiirin jännitettä. (ABB 2000b.)

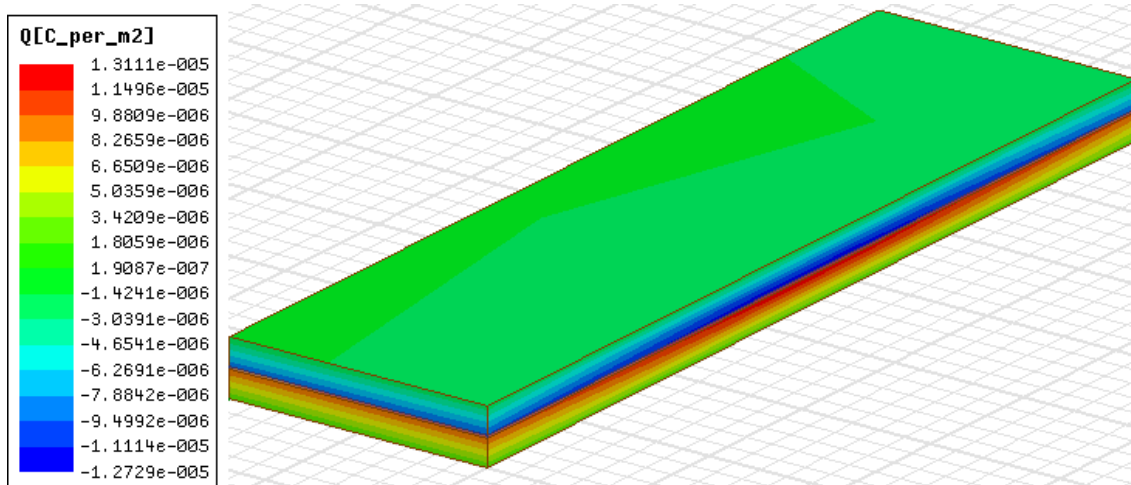


Kuva 22. Kaksikerroskisko.

Eristeen paksuus on 2 mm kuvassa 23 ja 0,2 mm kuvassa 24. Simuloinnissa on tarkasteltu kuparikiskojen sähkövarauksia.

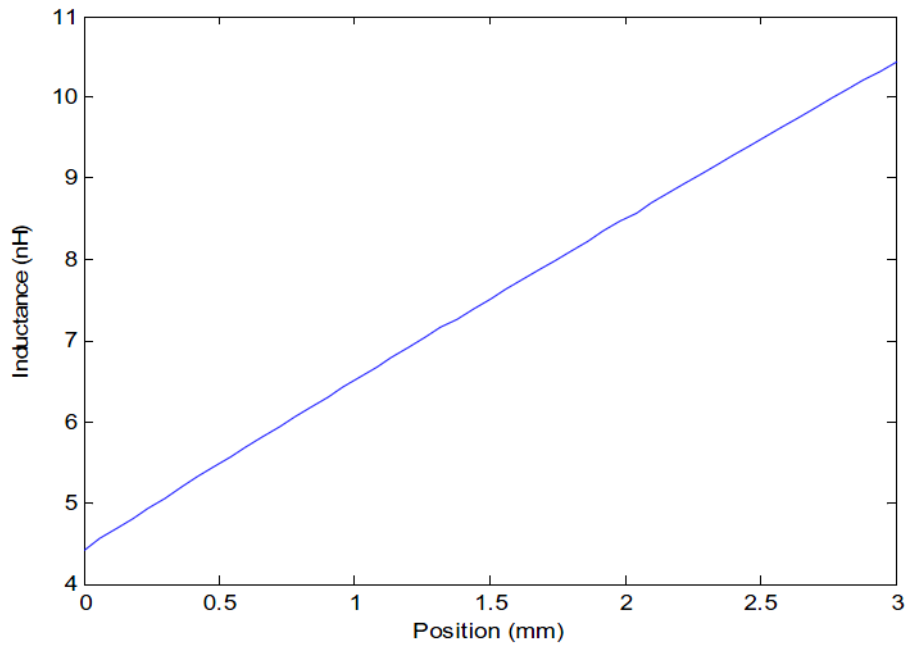


Kuva 23. Kiskojen sähkövaraukset, kun eristeen paksuus on 2 mm.



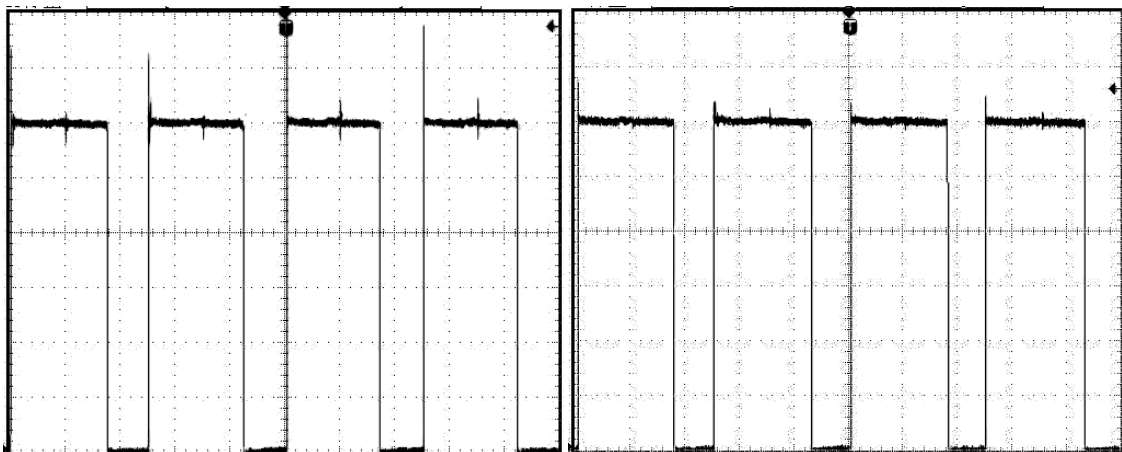
Kuva 24. Kiskojen sähkövaraukset, kun eristeen paksuus on 0,2 mm.

Kuvassa 25 nähdään kiskojen välisen etäisyyden vaikutus kiskoston kokonaisinduktanssiin kuvan 18 tilanteessa. Pienillä etäisyyksillä etäisyyden vaikutus induktanssiin on hyvin lineaarinen.



Kuva 25. Kiskojen välisen etäisyyden vaikutus kiskoston kokonaisinduktanssiin (Schanen ym. 2008).

Yksikerroskiskoston ja kaksikerroskiskon kytkennän aikana ilmenevät jännitepiikit nähdään kuvassa 26. Yhden ruudun korkeus on 100 V ja leveys 40 μs . (Zhiling ym. 2006.)

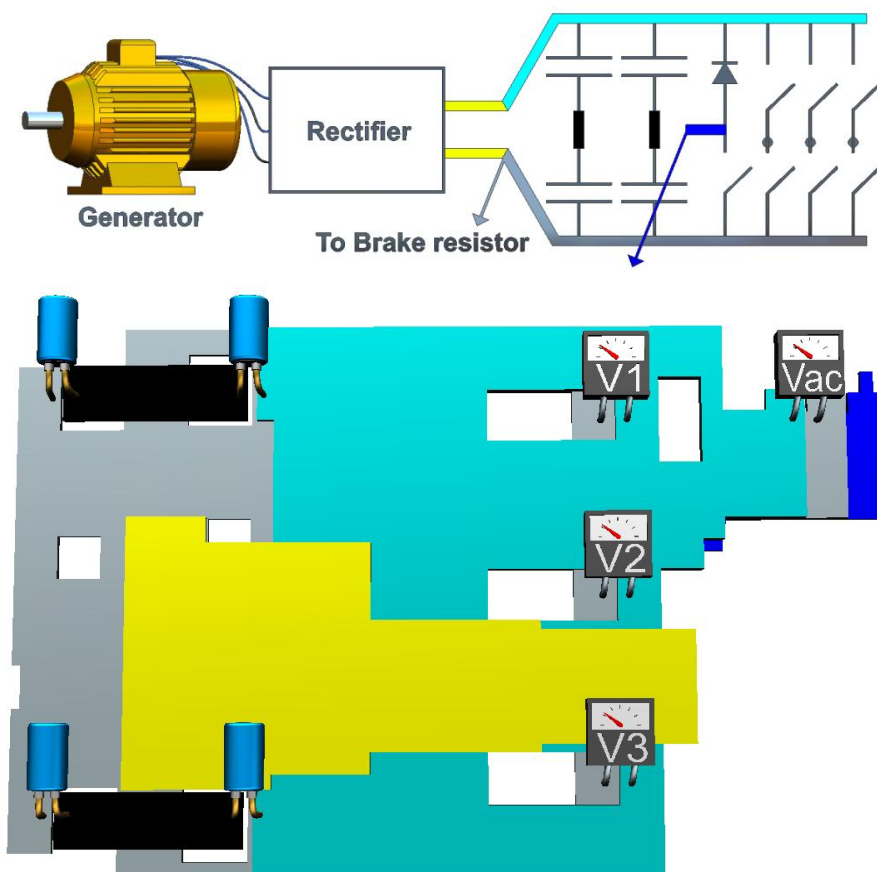


Kuva 26. Perinteisen yksikerroskiskoston ja kaksikerroskiskoston jännitepiikit (Zhiling ym. 2006).

4.5 Monikerroskiskot

Seuraavaksi voidaan pohtia, voidaanko induktanssia pienentää edelleen lisäämällä esimerkiksi jarrukatkojen kisko tai vaihekiskot samaan pakettiin välipiirikiskojen kanssa. Idean toimivuutta voidaan tarkastella esimerkin avulla.

Esimerkissä tarkastellaan taajuusmuuttajan monikerroskiskoja. Kiskot yhdistävät tasasuuntaajan, kondensaattorit ja IGBT -moduulit. Kiskostossa on mukana myös jarrukatkojen kisko. Kiskoston rakenne nähdään kuvassa 27. IGBT-moduulit on yhdistetty kohtiin V1, V2 ja V3. Jarrukatkojen IGBT-moduuli on yhdistetty kohtaan V_{AC} . (Guichon ym. 2006: 3.)



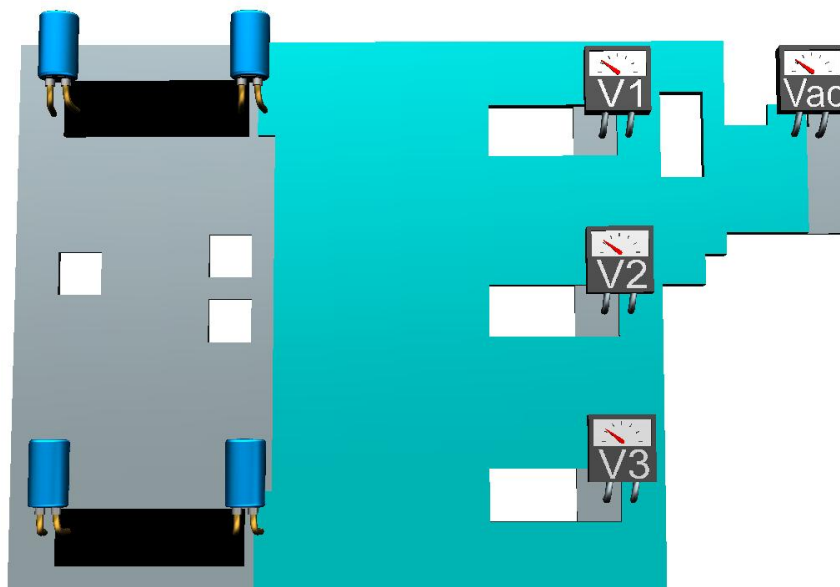
Kuva 27. Taajuusmuuttajan monikerroskisko (perustuu englanninkieliseen lähteeseen Guichon ym. 2006: 3).

Kuvassa 27 keltaisilla kiskoilla yhdistetään tasasuuntaaja välipiirin DC-miinus-kiskoon ja DC-pluskiskoon. Esimerkissä on haluttu tarkastella erillisten tasasuuntaajan ja väli-

piirin välisten kiskojen vaikutusta koko kiskopakettin induktanssiin. Sininen kisko on tarkoitettu jarrukatkojalle. Vaikka vaihtosuuntaaja voitaisiin toteuttaa ilman näitä kiskoja, niiden ympärille muodostuu jonkin verran magneettikenttää, joka saattaa vaikuttaa kiskoston hajainduktanssiin. Keltaisen ja sinisen kiskon vaikutusta koko kiskoston induktanssiin voidaan tutkia tekemällä kaksi eri mittausta. Toisessa mittauksessa on mukana kaikki kiskot ja toisessa on mukana vain välttämättömät kiskot eli harmaa (DC–), sinivihreä (DC+) ja mustat. Mustat kiskot yhdistävät kondensaattorit harmaaseen ja sinivihreään kiskoon. (Guichon ym. 2006: 3.)

Testin ajaksi kondensaattorit oikosuljettiin. Induktanssit mitattiin neljästä kohtaa. Mittauskohdat olivat V1, V2, V3 ja V_{AC} . Testit on mitattu 1 MHz taajuudella. Testien perusteella huomattiin, että keltaisen yhdyskiskon ja sinisen jarrukiskon vaikutus koko kiskoston hajainduktanssiin on pieni. Eroa on vähemmän kuin 1 %. Voidaan siis todeta, että muiden kuin DC-miinus- ja DC-pluskiskon vaikutus välipiirin induktanssiin on pieni. (Guichon ym. 2006: 3.)

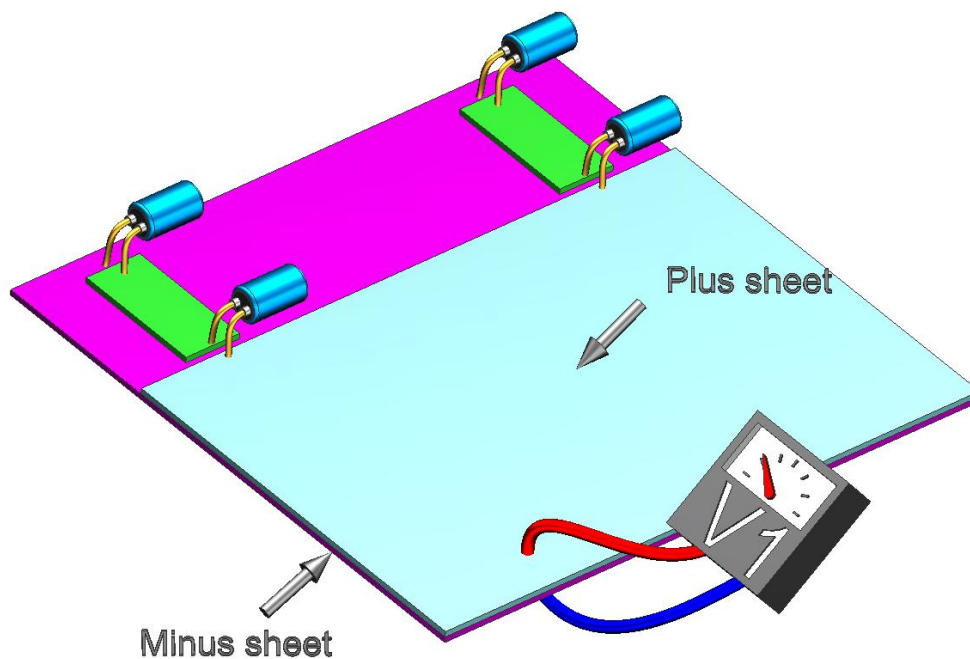
Kiskon ensimmäinen versio nähdään kuvassa 28. Toinen versio nähtiin kuvassa 27.



Kuva 28. Kiskoston ensimmäinen versio (perustuu englanninkieliseen lähteeseen Guichon ym. 2006: 4).

Huomataan, että pieniä muokkauksia on tehty. Kiskon reikiä on suurennettu ja vasempaan reunaan on tehty pieni leikkaus. Kiskoston toinen versio on induktansseiltaan 16 - 40 % huonompi kuin ensimmäinen versio. Ensimmäisen kiskoston induktanssi on 27,1 nH. Kiskoston toisen version induktanssi on 35,0 nH. (Guichon ym. 2006: 4.)

Ideaalinen tilanne nähtiin siis kuvassa 18. Ideaalisen tilanteen induktanssi on 5,1 nH. Suurin ero ideaalisen ja mitatun kiskoston välillä on se, että mitatuissa tapauksissa kiskot eivät peitä toisiaan täydellisesti. Tämä voidaan helposti todeta kuvasta 28. Tästä johtuen kuvan 28 tapausta ei voida suoraan verrata ideaaliseen tilanteeseen. Myös verrattaessa kuvan 28 tilannetta kuvan 18 tilanteeseen voidaan ajatella, että alle 26 nH:yy ei ole mahdollista päästä. Kuitenkin kondensaattorien pienet yhdyskiskot (mustalla kuvissa 27, 28 ja vihreällä kuvassa 29) lisäävät DC-miinusiskon ja DC-plusiskon välistä keskinäisinduktanssia, jolloin kiskojen kokonaisinduktanssi laskee. (Guichon ym. 2006: 4.)



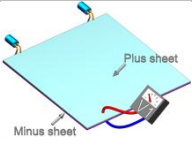
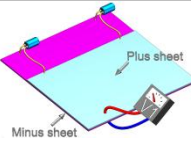
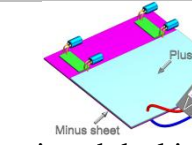
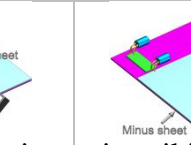
Kuva 29. Kondensaattorien yhdistyskiskot (perustuu englanninkieliseen lähteeseen Guichon ym. 2006: 5).

Kondensaattorien yhdyskiskojen vaikutus kiskojen kokonaisinduktanssiin on merkittävä. Mikäli yhdyskiskojen alla on reiät, kiskoston kokonaisinduktanssi on 19,4 nH. Jos reikiä ei ole, kiskoston kokonaisinduktanssi on 11 nH. (Guichon ym. 2006: 5.)

Esimerkistä voidaan todeta, kuinka tärkeää kiskojen päällekkäisyys on. Reiät vaikuttavat induktanssia nostavasti, mutta reikien paikalla on myös merkitystä. Mikäli reiät muuttavat virran reittiä tai sijaitsevat lähellä reunoja ne vaikuttavat suuresti induktanssiin. (Guichon ym. 2006: 5.)

Taulukko 1 on yhteenveto esimerkin induktansseista.

Taulukko 1. Esimerkkitapausten induktanssit.

				
			reiät yhdyskiskojen alla	ei reikiä yhdys- kiskojen alla
Kokonais- induktanssi	5,1 nH	26 nH	19,4 nH	11 nH

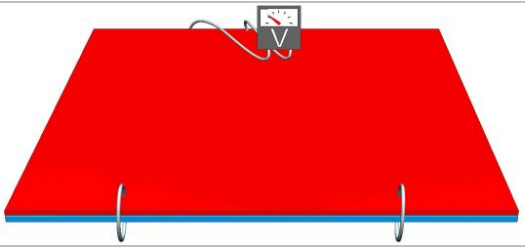
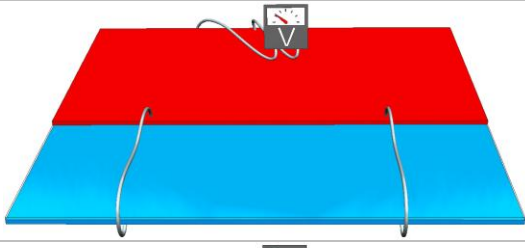
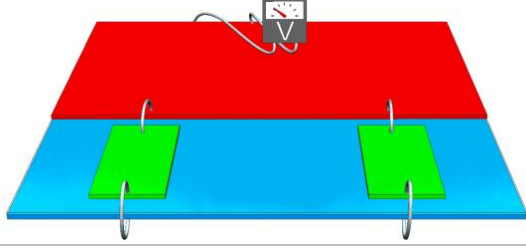
Esimerkistä voidaan huomata, että kondensaattorien yhdyskiskot eivät ole samassa potentiaalissa DC-miinus- tai DC-pluskiskon kanssa. Tästä huolimatta induktanssin pienentyminen on huomattava.

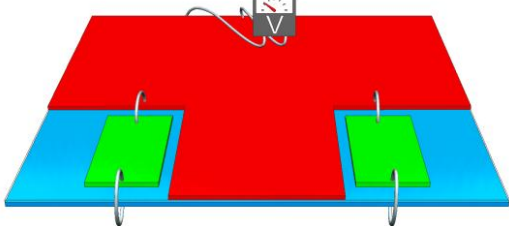
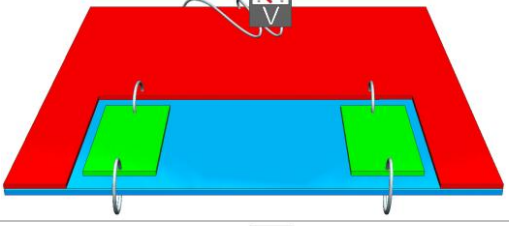
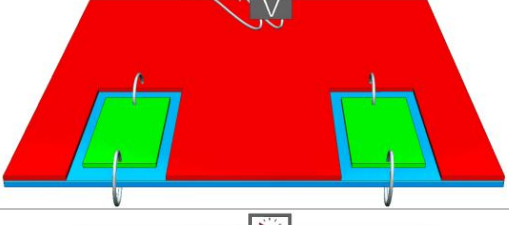
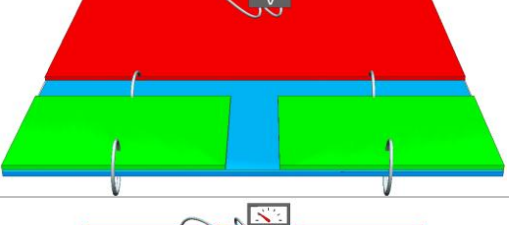
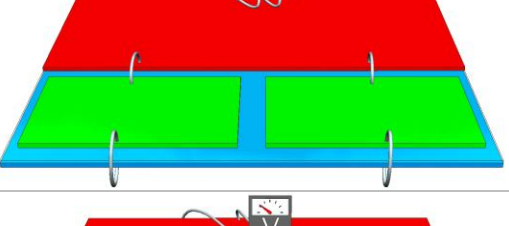
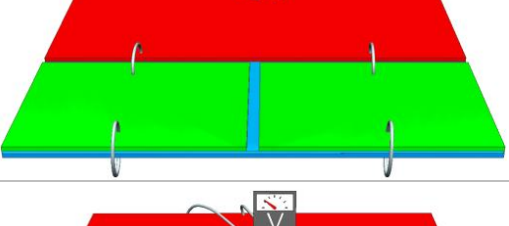

Esimerkin jälkeen herää kysymys, voitaisiinko taulukon 1 viimeisen kiskon induktanssia vielä parantaa muuttamalla kondensaattorien yhdyskiskojen tai DC-pluskiskon ko-koa. Näitä ideoita voidaan tutkia omilla simuloinneilla. Simuloitavaksi kiskostoksi otettiin edellisen esimerkin tyylinen kiskosto. Simuloinneissa testattiin monia erilaisia kiskojen toteutustapoja. Kiskot simuloitiin 2 MHz vaihtojännitteellä. Simulointien tulokset nähdään taulukosta 2.

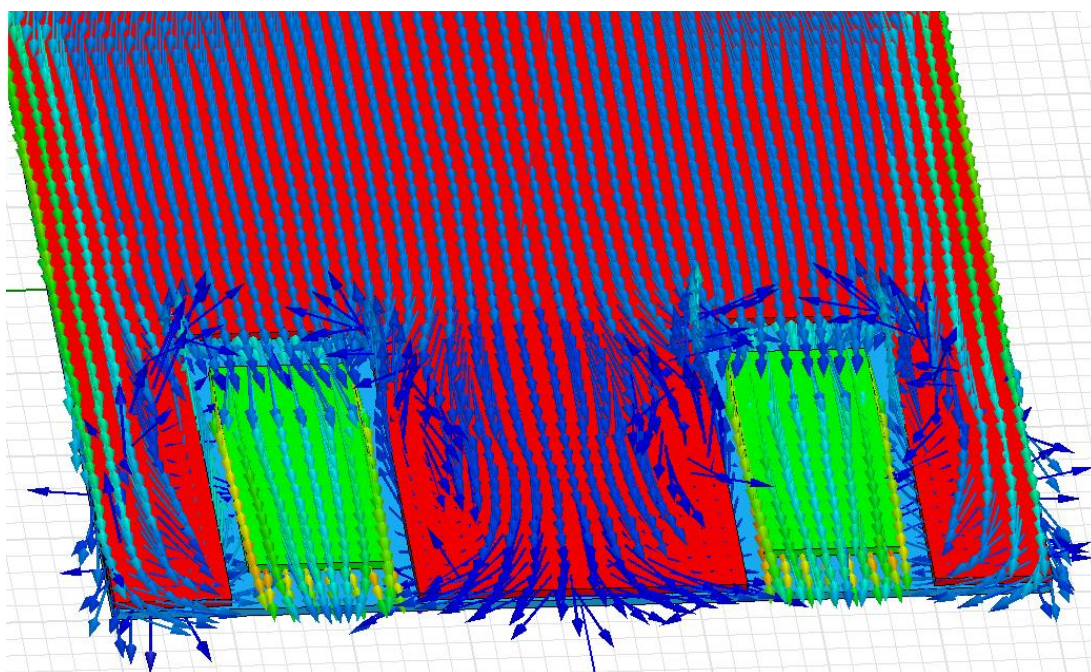
Tekemiäni simulointien perusteella induktanssia voidaan vielä pienentää kasvattamalla kondensaattorien yhdyskiskojen kokoa. Tällöin kiskot peittävät toisensa paremmin ja kiskojen kokonaisinduktanssi laskee, johtuen kiskojen erisuuntaisista virroista. Simuloinneissa testattiin myös DC-pluskiskon kasvattamista. Tämä pienensi induktanssia jonkin verran, mutta ei niin paljoa kuin kondensaattorien kiskojen kasvattaminen. Ilmiö johtuu todennäköisesti siitä, että kasvatetut DC-pluskiskon osat eivät ole suoraan virran reitillä, jolloin niiden kautta kulkeva virta jää pieneksi.

Virtojen reitin vaikutusta kiskojen induktanssiin on simuloitu kahdella samanlaisella kiskostolla, joissa lähteiden (*Source*) ja nielujen (*Sink*) paikkoja on vaihdettu. Nämä kiskot ovat taulukossa 2 kisko 6 ja 10. Kisko 10 on otettu mukaan vain virran reittien simulointia varten, eikä sen virtojen reitit ole realistisia kolmitasoiselle kiskostolle. Taulukosta 2 voidaan todeta, että näiden kahden kiskojen induktansseissa on huomattava ero. Kuvissa 30, 31, ja 32 on simuloitu kiskojen virtojen jakautumista.

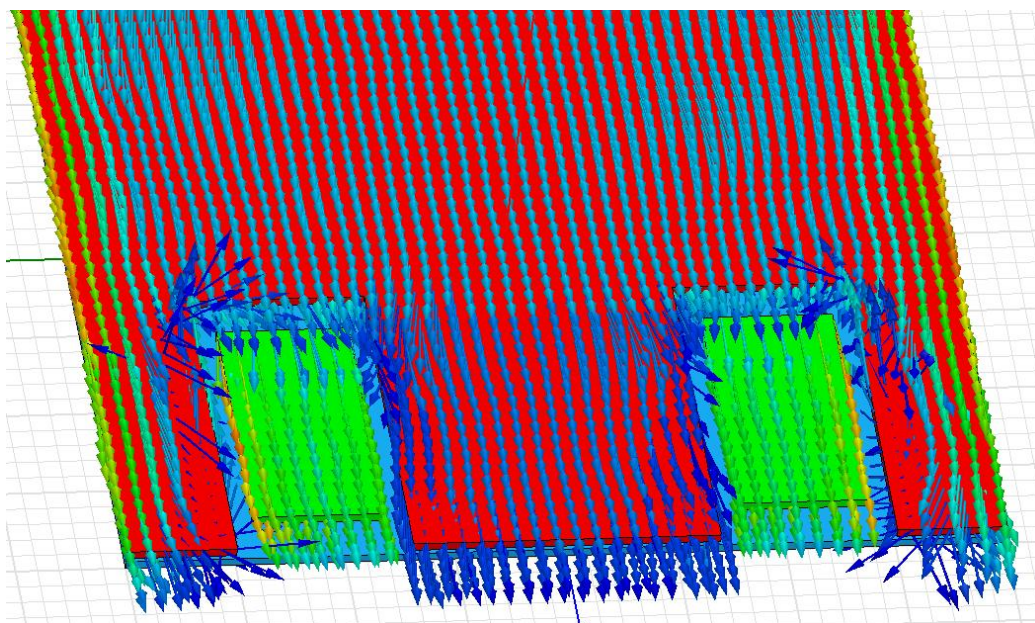
Taulukko 2. Simulointien tulokset.

1.		1,3 nH
2.		14,5 nH
3.		4,8 nH

4.		4,6 nH
5.		3,9 nH
6.		3,3 nH
7.		2,8 nH
8.		2,0 nH
9.		1,4 nH
10.		1,3 nH



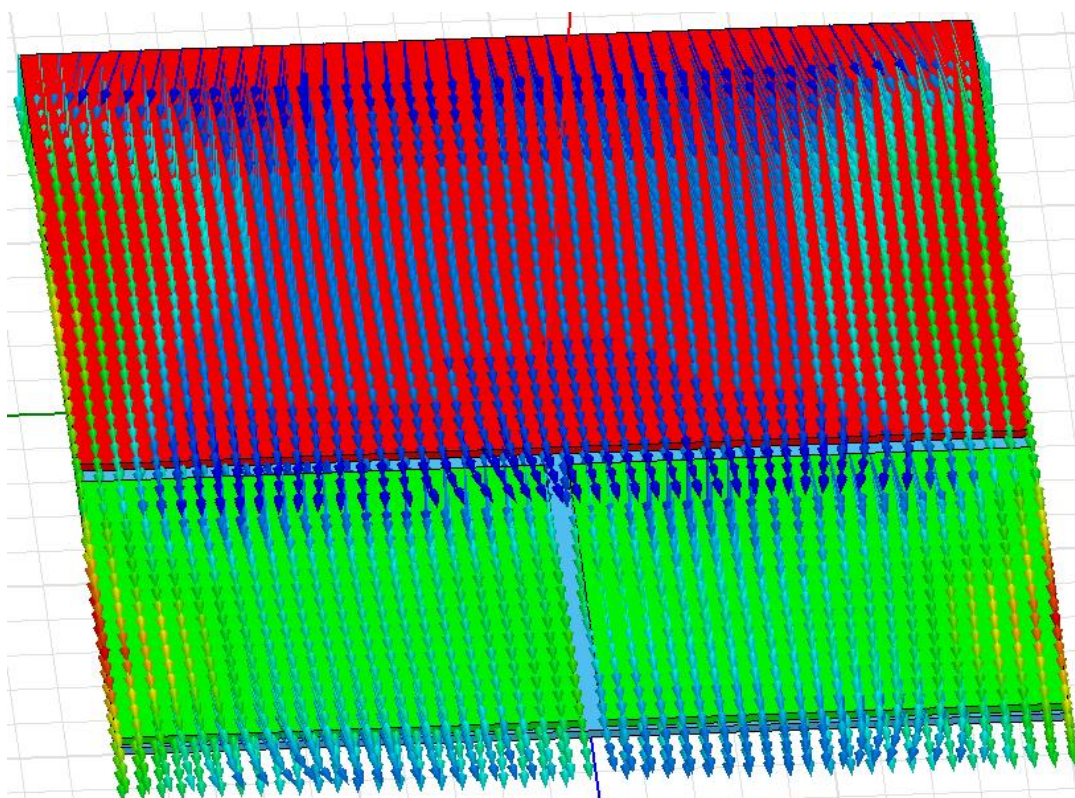
Kuva 30. Virtojen vektorit taulukon 2 kiskossa 6.



Kuva 31. Virtojen vektorit taulukon 2 kiskossa 10.

Kuvan 30 kiskossa virta kulkee DC-pluskiskon ja DC-miinus-kiskon välillä vain kondensaattorien yhdyskiskojen kautta. Kuvassa 31 virta kulkee kondensaattorien yhdys-

kiskojen lisäksi myös suoraan DC-pluskiskolta DC-miinus-kiskolle. Kuvien 30 ja 31 virtojen jakautumisessa on huomattavia eroja. Nämä erot selittävät myös suuret erot induktansseissa. Kuvan 31 tilanne ei ole realistinen, mutta sen avulla on helppo verrata virtojen jakautumisen vaikutusta induktanssiin. Kuvan 32 kiskossa kondensaattorien yhdyskiskoja on kasvatettu huomattavasti. Tämä rakenne on toteutettavissa ja sillä saavutetaan hyvin pieni induktanssi.



Kuva 32. Virtojen vektorit taulukossa 2 kiskossa 9.

Simulointien perusteella voidaan todeta, että kolmitasoisissa kiskoissa pelkkä kiskojen suuri päällekkäisyys ei takaa pientä induktanssia, vaan myös virtojen reitit täytyy ottaa huomioon. Asiaan perehdytään tarkemmin seuraavassa kappaleessa.

4.6 Kolmitasovaihtosuuntaajan kiskot

Monikerroskiskot-kappaleessa käsiteltiin DC-miinus-kiskon ja DC-pluskiskon lisäksi muiden kiskojen vaikutusta välipiirikiskoston induktanssiin. Taulukosta 1 nähdään, että kondensaattorien yhdyskiskojen sijoittelulla on merkitystä kiskojen induktanssin kannalta. Taulukossa 1 kiskoston induktanssi on 26 nH, kun DC-miinus-kisko ja DC-pluskisko eivät peitä toisiaan täydellisesti. Induktanssia on saatu pienennettyä 15 nH lisäämällä kondensaattorit yhdistävät kiskot alueelle, jossa kiskot eivät peitä toisiaan.

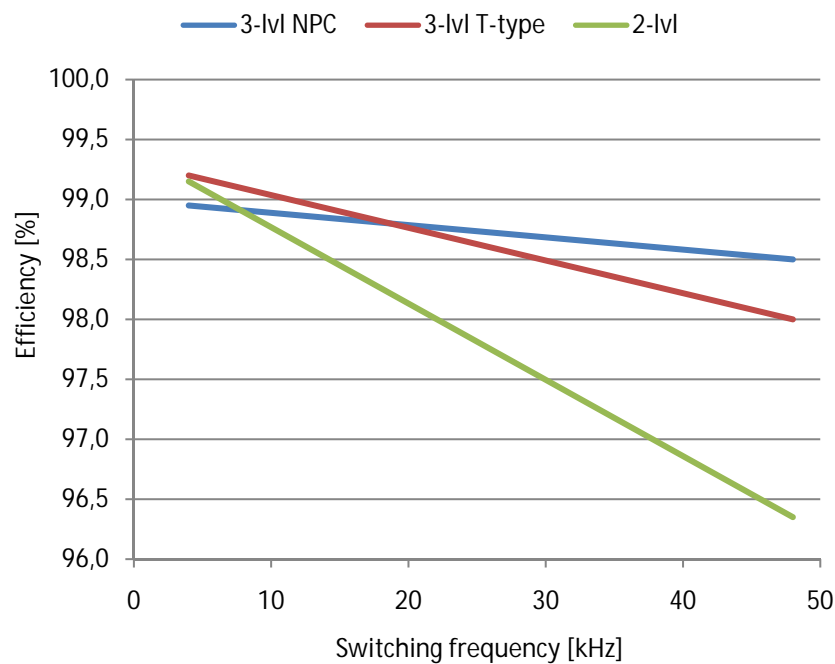
Huomioitavaa on, että kondensaattorien yhdyskiskot eivät ole samassa potentiaalissa DC-miinus-kiskon tai DC-pluskiskon kanssa. Kytkenästä päätellen kondensaattorien yhdyskiskojen potentiaali on 0 V tai ainakin hyvin lähellä nollaa. Kondensaattorien yhdyskiskojen kytkentä on samanlainen kuin kolmitasoisen NPC-vaihtosuuntaajan kytkennässä. NPC-vaihtosuuntaajan piirikaavio nähdään kuvassa 34.

Kolmitasoisen vaihtosuuntaajan kiskojen suunnittelu on hiukan monimutkaisempaa kuin perinteisen kaksitasoisen vaihtosuuntaajan kiskojen suunnittelu. Kolmitasoisen, niin kuin kaksitasoisenkin vaihtosuuntaajan tapauksessa, täytyy pohtia komponenttien sijoittamista, mutta virtojen reittien sekä virtojen indusoitumisen hahmottaminen on hankalampaa. Kaksikerroskiskojen tapauksessa induktanssin minimoimiseksi riittää kärkeistetyt DC-miinus-kiskon ja DC-pluskiskon suuri päällekkäisyys ja pieni välimatka. Kun kyseessä on kolmitasoinen vaihtosuuntaaja, kommutoinnin ymmärtämiseen täytyy perehtyä enemmän.

Kolmitasoiset vaihtosuuntaajat eivät ole yleistyneet teollisuudessa johtuen niiden suuremmasta komponenttimäärästä ja kalliimmasta hinnasta kaksitasoiseen vaihtosuuntaajaan verrattuna. Kolmitasoisilla vaihtosuuntaajilla on kuitenkin parempi hyötysuhde kuin kaksitasoisilla vaihtosuuntaajilla, varsinkin suurilla kytkentätaajuuksilla. (Schweizer ym. 2010: 1.)

Kolmitasovaihtosuuntaajiin on kuitenkin jo tarjolla IGBT-tehoduuleja, joissa on kaikki kolme vaihetta, kokonainen vaihe tai pelkästään puoli vaihetta esimerkiksi ylähaara. (Motto 2010: 2)

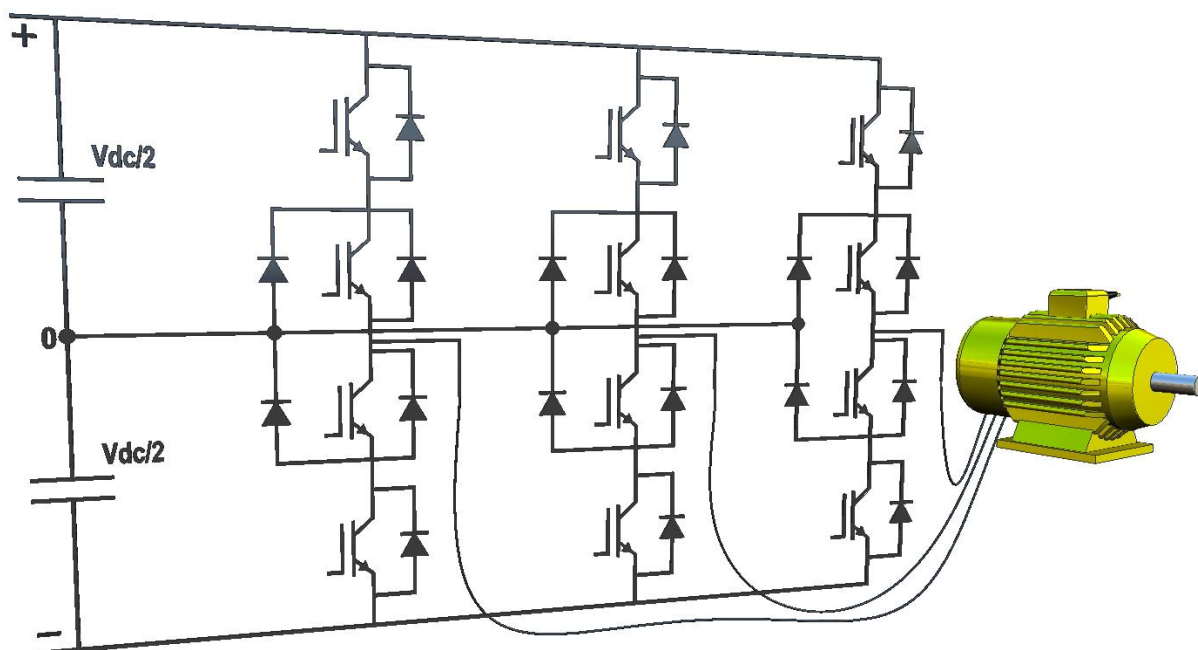
Kahden kolmitasoisien vaihtosuuntaajan ja yhden kaksitasoisen vaihtosuuntaajan hyötysuhteet nähdään kuvassa 33. Esimerkin vaihtosuuntaajan $\hat{U} = 325 \text{ V}$ ja $\hat{I} = 21,5 \text{ A}$.



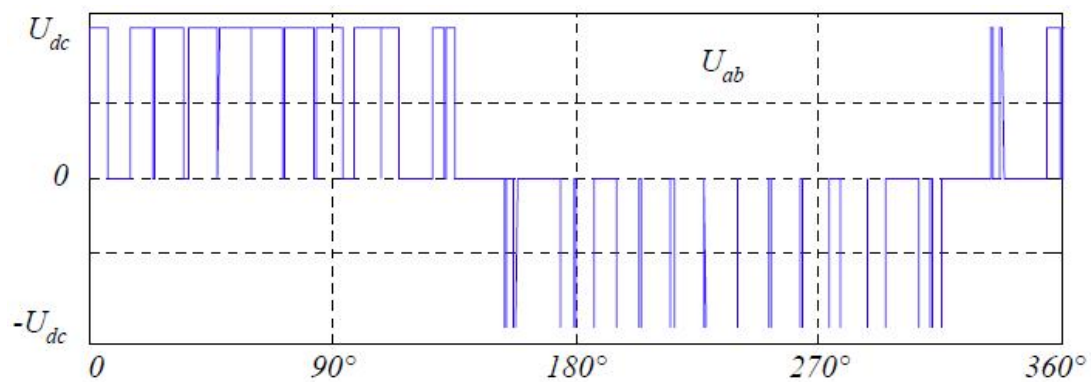
Kuva 33. Eri vaihtosuuntaajien hyötysuhteita (perustuu perustuu englanninkieliseen lähteeseen Schweizer ym. 2010: 4).

4.6.1 NPC-vaihtosuuntaaja

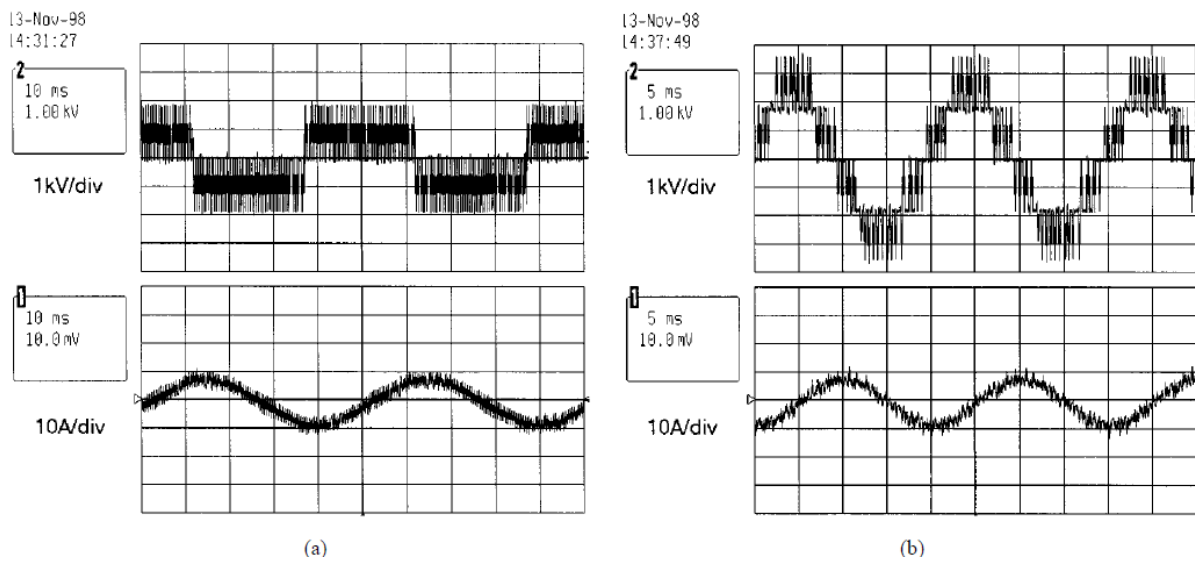
Kolmitasoisien NPC (Neutral Point Clamped) vaihtosuuntaajan piirikaavio nähdään kuvassa 34. Kuvasta on nähtävissä, että NPC-vaihtosuuntaajassa kondensaattorien välistä kiskoa käytetään 0 V tason tekemiseen. Tällöin ulosottoihin saadaan enemmän jännitevektoreita ja ulostulojännitteestä saadaan sinimuotoisempaa. Kaksitasoisen vaihtosuuntaajan ulostulojännite nähdään kuvasta 35. Kolmitasoisien vaihtosuuntaajan ulostulojännitteet sekä -virrat nähdään kuvassa 36.



Kuva 34. Kolmitasoinen NPC-vaihtosuuntaaja (perustuu englanninkieliseen lähteeseen Jae-Hyeong ym. 2001: 1).



Kuva 35. Kaksitasoisen vaihtosuuntaajan pääjännite (Seyed Saeed 2007: 13).

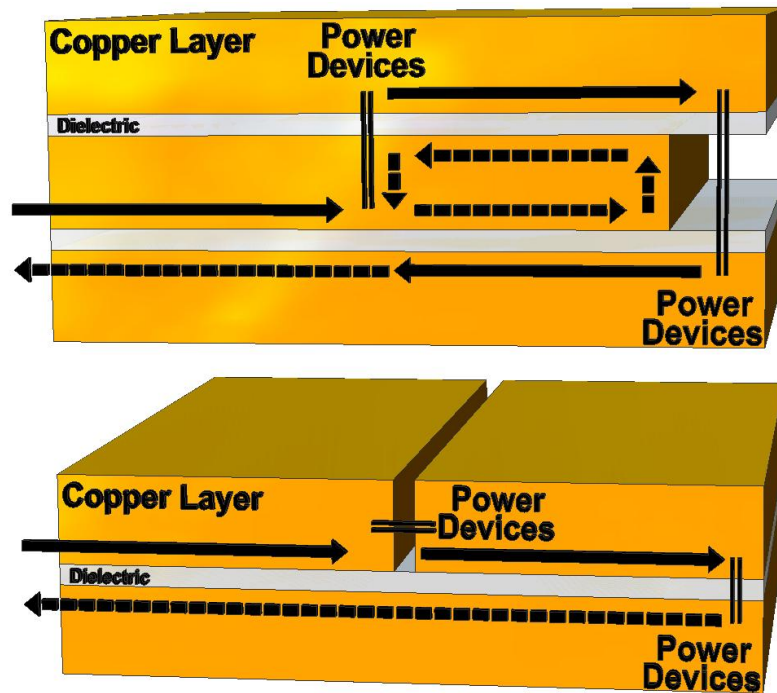


Kuva 36. Kolmitasoisen vaihtosuuntaajan pääjännite ja vaihevirta taajuudella 20 Hz (a) sekä taajuudella 50 Hz (b) (Jae-Hyeong ym. 2001: 4).

Aiemmistä esimerkeistä voitiin todeta, että neutraalipotentialin kiskolla ja sen asettelulla on myös merkitystä välipiirikiskojen induktanssin kannalta.

Esimerkin avulla voidaan tarkastella kolmitasoisen NPC -vaihtosuuntaajan virtojen reittiä kolmikerroksisessa kiskossa. Esimerkin laite on kompaktin kokoinen 750 KVA:n vesijäähdytteinen kolmitasoisen vaihtosuuntaaja. Esimerkin vaihtosuuntaajan kiskot ovat laminoituja.

Kahden eri kiskon poikkileikkaukset nähdään kuvassa 37. Ylin kisko on toteutettu kolmikerroksisena ja alin kaksikerroksisena. Kolmikerroksiskossa virta on indusoitunut keskimmäiseen kiskoon. Indusoitunut virta nähdään katkoviivalla merkittynä suorakulmiona.

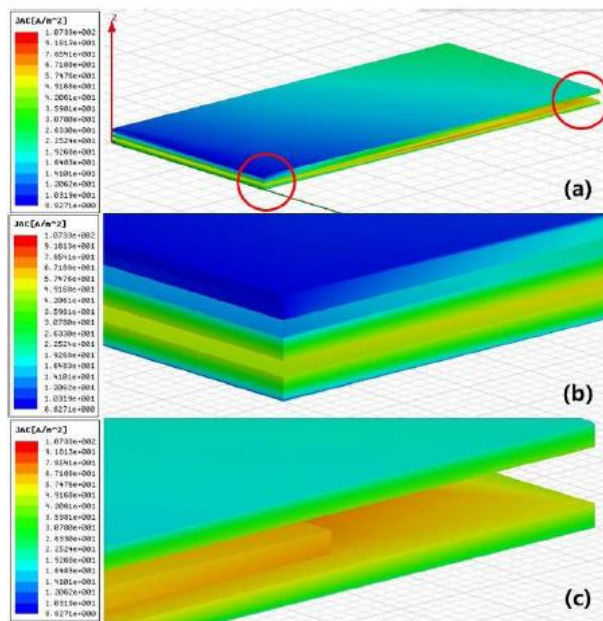


Kuva 37. Kaksi erilaista kolmitasoisien NPC -vaihtosuuntaajan kiskojen toteutustapaa (Jun ym. 2010: 3).

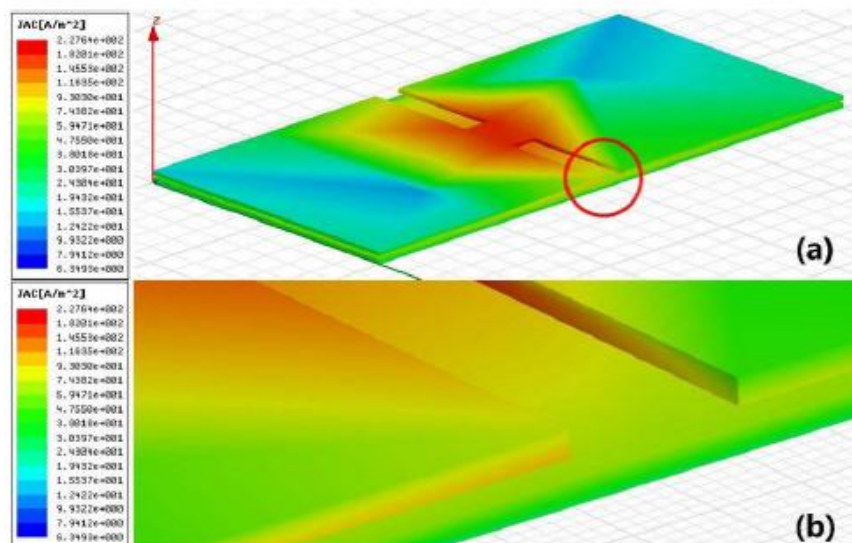
Esimerkissä tehokomponenttien paikkaa on havainnollistettu viivaparilla. Kuvan 37 kiskostojen virrantiheydet nähdään kuvissa 38 ja 39. Kuvassa 38 oleva kiskosto on kuvan 37 ylempi kiskosto. Kiskoon indusoitunut virta kulkee eristeen rajalla eri suuntaan kuin eristeen toisella puolella uloimmassa kiskossa kulkeva virta.

Tämän esimerkin avulla on haluttu havainnollistaa virran indusoitumista kolmikerroskiskoston keskimmäiseen kiskoon.

Kiskojen erisuuntaiset virrat aiheuttavat erimerkkiset magneettikentät. Magneettikenttien erimerkkisyydestä johtuen kiskojen säteily ympäristöön pienenee ja magneettikenttä pysyy vahvana kiskoissa. Tästä johtuen kiskojen induktanssikin on pieni. Ilmiö säilyy vaikka kiskossa olisi enemmän kerroksia. Simulointien perusteella kuvan 37 ylempi kisko on induktanssiltaan paras. (Jun ym. 2010: 3.)

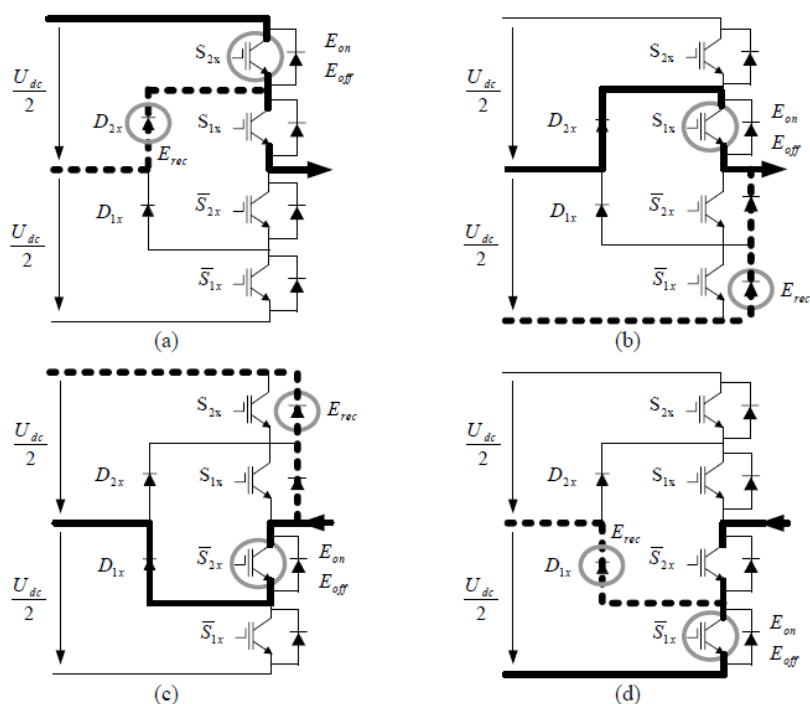


Kuva 38. Kolmikerrokskiskon virrantiheydet (Jun ym. 2010: 3).



Kuva 39. Kaksikerroksisen kolmitasokiskon virrantiheydet (Jun ym. 2010: 3).

Perinteisessä kaksitasoisessa vaihtosuuntaajassa virta kommutoi aina DC-miinus- ja DC-pluskiskon kautta. Kolmitasoisessa NPC-vaihtosuuntaajassa kommutointi on hiukan monimutkaisempaa. Kuvassa 40 nähdään kolmitasoisesta NPC-vaihtosuuntaajan kommutointi. Kuvissa 40a ja 40b kuorman virta on positiivinen, kun kuvissa 40c ja 40d se on negatiivinen. (Seyed Saeed 2007: 42.)



Kuva 40. Kommutointi ja kytkentähäviöt kolmitasoisessa NPC -vaihtosuuntaajassa (Seyed Saeed 2007: 18).

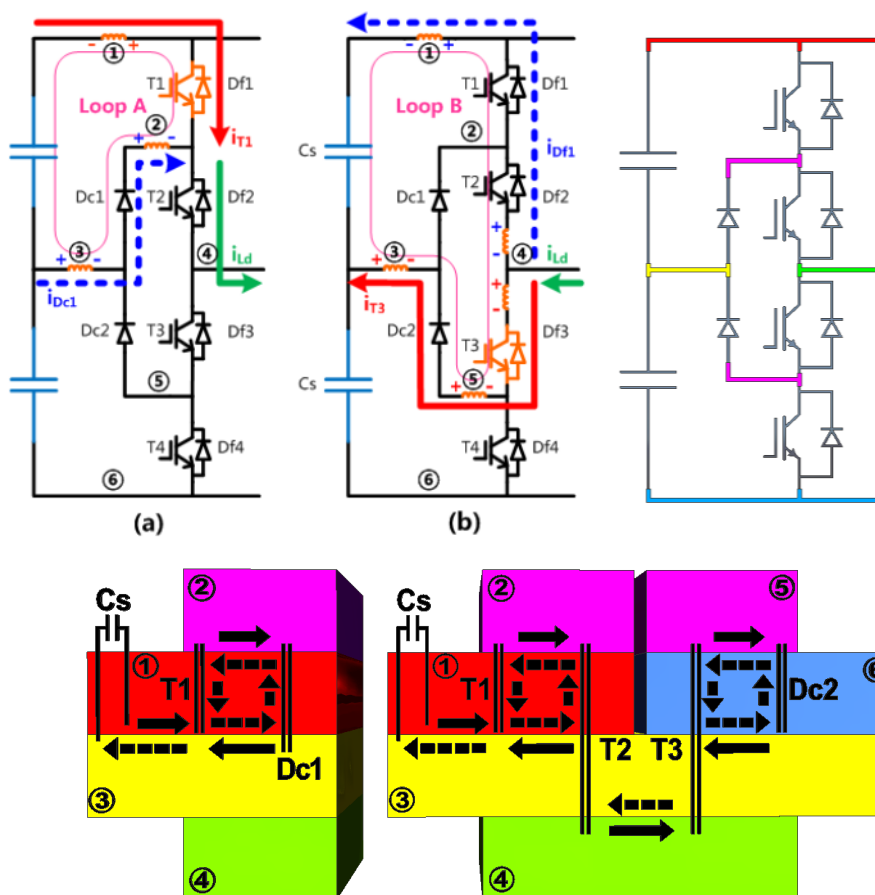
Kolmitasoisen vaihtosuuntaajan välipiirikiskojen suunnittelussa on otettava huomioon suuntaajan kommutointi. NPC-vaihtosuuntaajassa kommutointiin osallistuvat DC-pluskisko, DC-miinusisko ja neutraalikisko. Kuvasta 40 voidaan todeta, että DC-miinusisko ja DC-pluskisko eivät osallistu kommutointiin samanaikaisesti vaan kiskot kommutoivat neutraalikiskon kanssa. Koska neutraalikisko on osallisena jokaisessa kommutointitilanteessa, sitä kannattaa käyttää kiskoston ”pohjana”, johon muut kiskot laminoidaan. DC-miinusiskoa ja DC-pluskisboa ei kannata laittaa toisiaan vasten tässä tapauksessa, koska ne eivät kommutoi keskenään. Näillä asetteluilla pyritään saamaan kiskoille mahdollisimman suuri keskinäisinduktanssi ja pieni kokonaisinduktanssi, jolloin kommutointireitin induktanssi saadaan mahdollisimman pieneksi. (Jun ym. 2010: 4.)

Esimerkissä DC-miinusisko ja DC-pluskisko asetetaan neutraalikiskon samalle puolelle. Kiskojen rakenteena käytetään kuvan 37 ylemmää rakennetta, koska se oli simulointien perusteena pieni-induktanssisin. Kiskojen periaatteellinen rakenne nähdään kuvassa

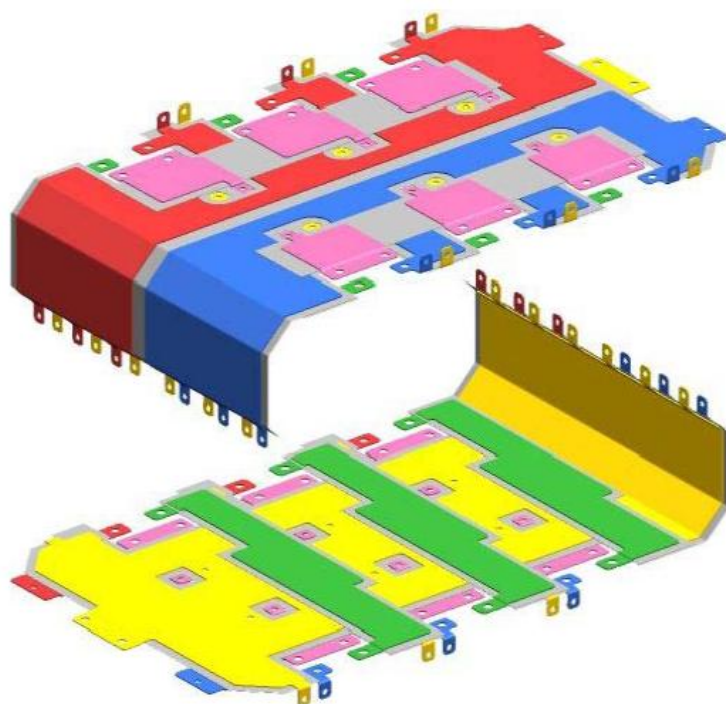
41. Kuvan 41a tilanteessa T1 sammutetaan, T3 kytetään päälle ja ulostulovirta kulkee vaihtosuuntaajalta kuormalle. Kuvassa 41b T3 sammutetaan, T1 kytetään päälle ja virta kulkee kuormalta vaihtosuuntaajalle. Punainen viiva kuvaa virranreittiä alkutilanteessa. Kytken jälkeen virta menee nolleen. Sininen katkoviiva kuvaa virranreittiä kommutoinnin jälkeen. Kiskojen 3D-malli nähdään kuvassa 42. (Jun ym. 2010: 4.)

Esimerkin vaihtosuuntaajassa on käytetty erillisiä moduuleja ylä- ja alahaarassa. Moduulien asettelu ja jäähdytysveden virtaus nähdään kuvassa 43.

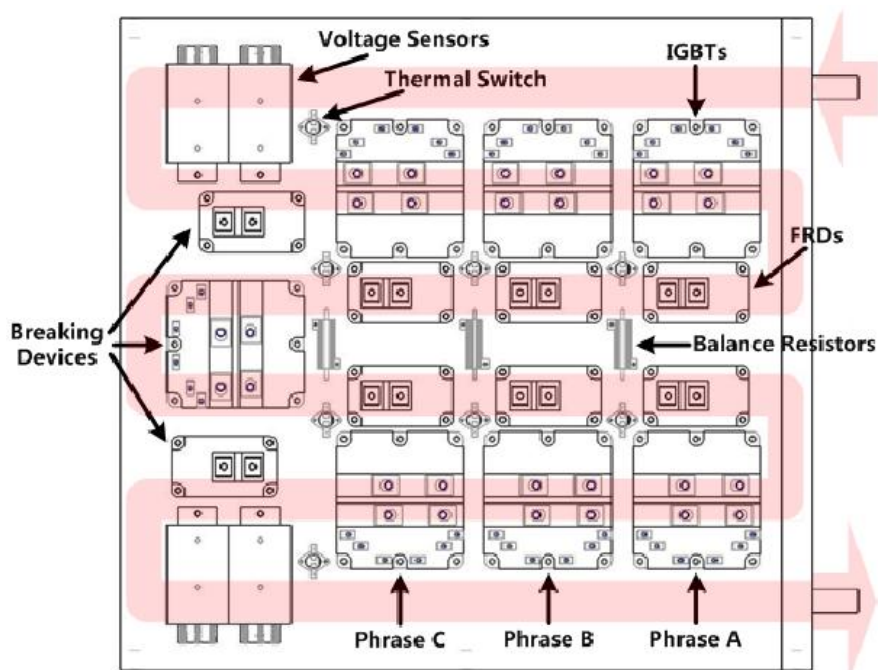
Vaimennuskondensaattorit on asennettu neutraalikiskon ja DC-pluskiskon välille sekä neutraalikiskon ja DC-miinusliskon välille. Vaihtosuuntaajan 3D-malli on kuvassa 44. neutraalikiskon virrantiheyksien simuloinnin tulos on kuvassa 45.



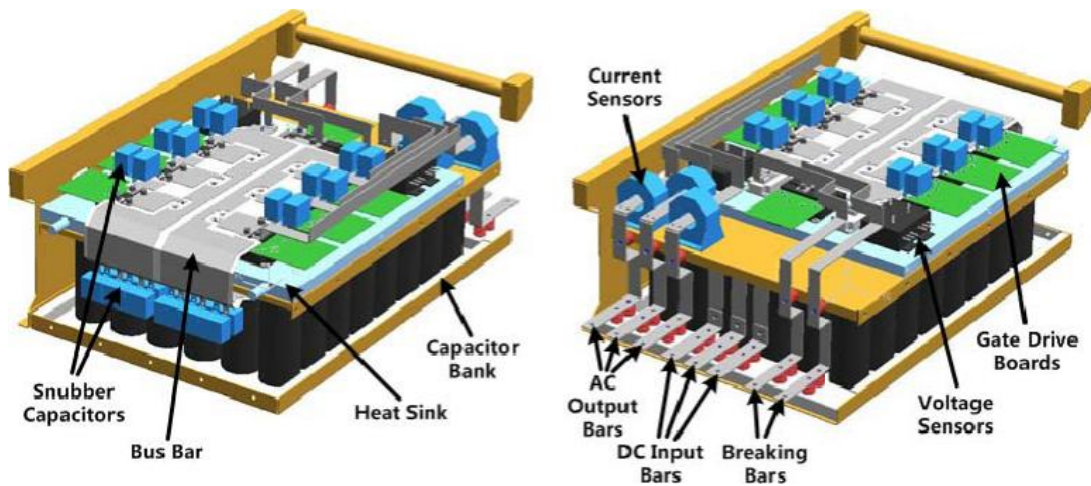
Kuva 41. Esimerkin kiskojen periaatteellinen rakenne (perustuu englanninkieliseen lähteeseen Jun ym. 2010: 5).



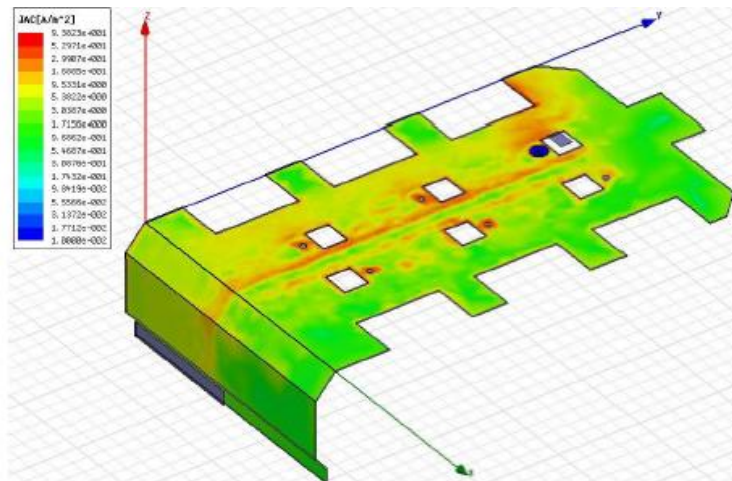
Kuva 42. Esimerkin kiskoston 3D-malli (Jun ym. 2010: 5).



Kuva 43. Tehokomponenttien asettelu ja jäähdytysveden virtaus (Jun ym. 2010: 4).



Kuva 44. Esimerkin vaihtosuuntaajan 3D-malli (Jun ym. 2010: 4).



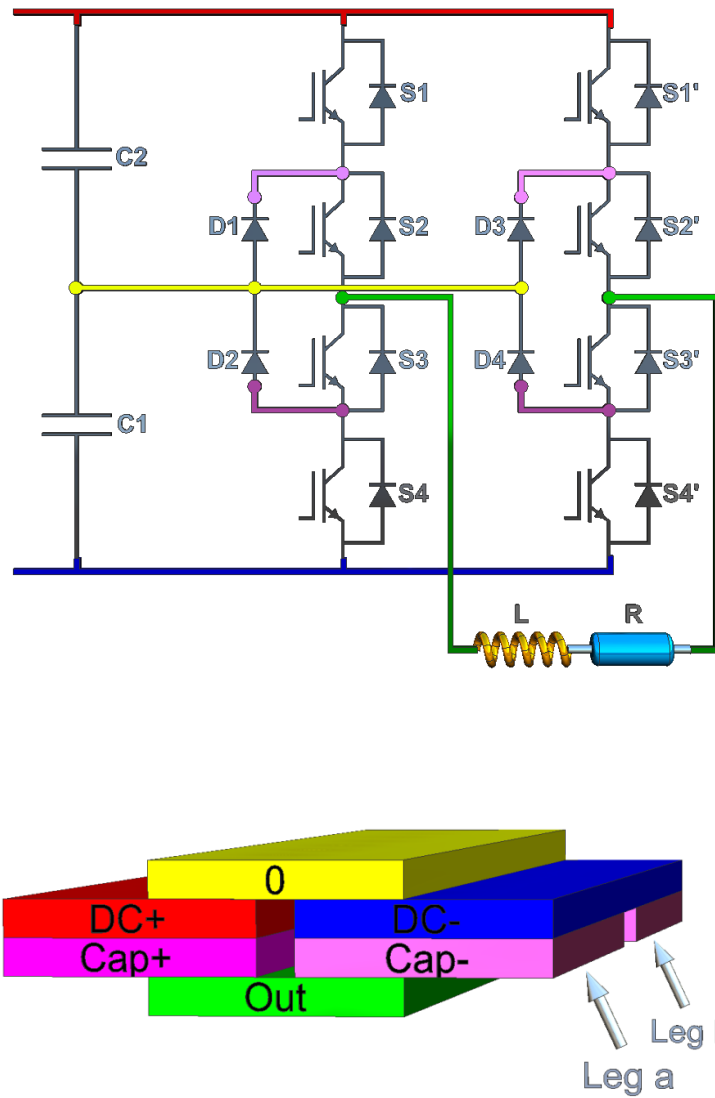
Kuva 45. Neutraalikiskon virrantiheydet (Jun ym. 2010: 5).

Neutraalikiskon virrantiheys ei ole tasainen johtuen DC-miinus- ja DC-pluskiskon aiheuttamasta läheisyysvaikutuksesta. Esimerkin tapauksessa saavutettiin kuitenkin hyvät induktanssien arvot. Kiskon EMC-arvot olivat erinomaiset. Kiskon induktanssi nähdään taulukosta 3.

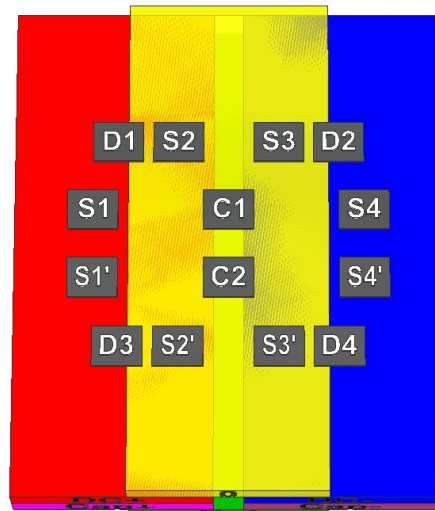
Taulukko 3. Esimerkin kiskon induktanssit (Jun ym. 2010: 5).

Silmukka	Silmukan induktanssi/nH	
	Simuloitu	Mitattu
Loop A	73,8	78
Loop B	192,2	208

Samantyylinen NPC-vaihtosuuntaajan kiskojen toteutustapa löytyi myös toisesta lähteestä. Kiskon periaatekuva nähdään kuvassa 46. Erona edelliseen esimerkkiin on ulostulokiskon paikka, joka on eri puolella kiskoä. Komponenttien sijoittelu nähdään kuvassa 47. Kuvassa kisko on kuvattu ylhäältäpäin.



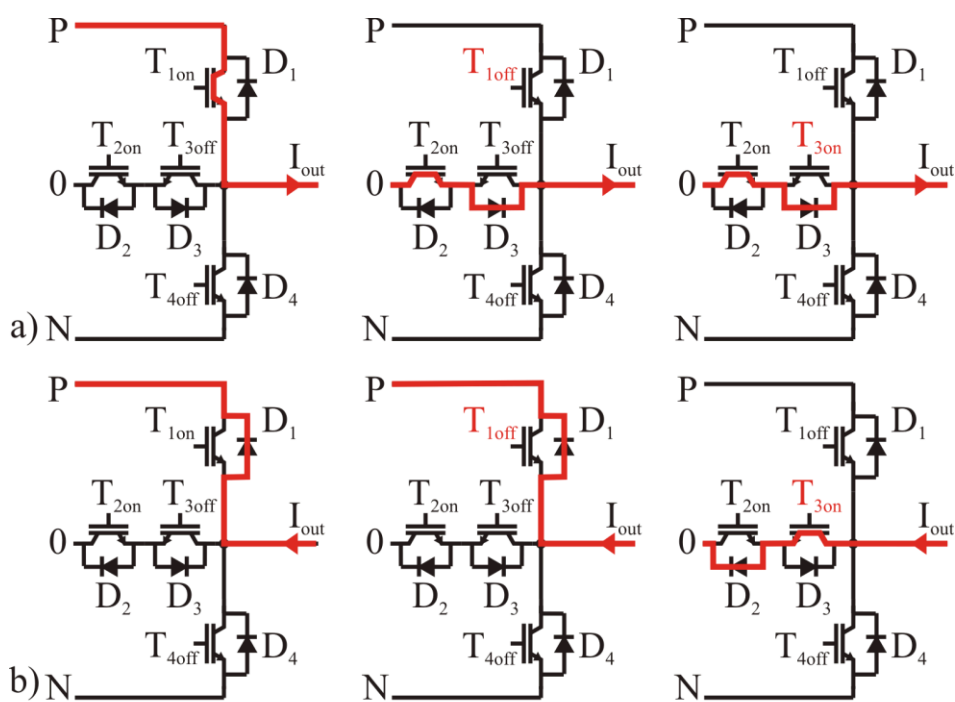
Kuva 46. Esimerkki NPC-vaihtosuuntaajan kiskojen toteutuksesta (perustuu englanninkieliseen lähteeseen Zare ym. 1999: 5).



Kuva 47. Komponenttien sijainnit esimerkin NPC-vaihtosuuntaajan kiskoissa (perustuu englanninkieliseen lähteeseen Zare ym. 1999: 5).

4.6.2 T-tyyppin vaihtosuuntaaja

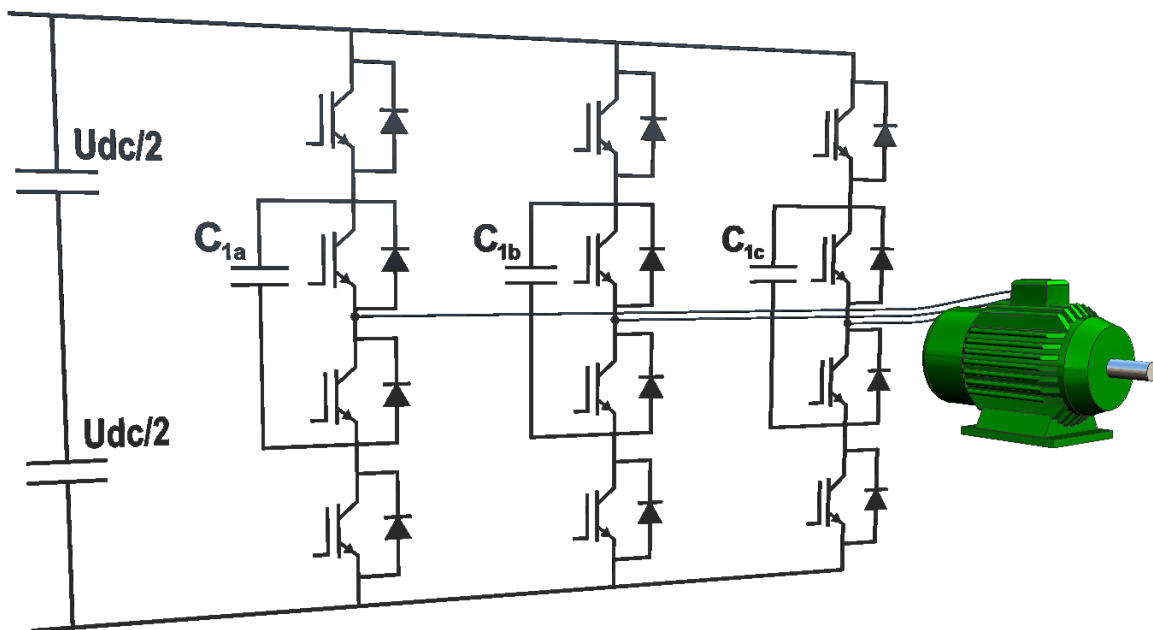
T-tyyppin vaihtosuuntaajassa on myös neutraalikisko, niin kuin NPC-vaihtosuuntaajassakin. Kuvassa 48 on esitetty T-tyyppin vaihtosuuntaajan kommutointi DC-plus- ja neutraalipisteen välillä positiivisella virralla 48a sekä negatiivisella virralla 48b. Tilanne on samantyylinen DC-miinus- ja neutraalipisteen välillä. Neutraalikisko osallistuu kommutointiin, kuten NPC-vaihtosuuntaajassakin. Tästä johtuen neutraalikisko täytyy ottaa huomioon samalla tavalla kuin NPC-vaihtosuuntaajan tapauksessakin. DC-miinus- ja DC-pluskisko voidaan tässäkin tapauksessa laminoida samalle puolelle neutraalikiskoa.



Kuva 48. T-tyyppin vaihtosuuntaajan kommutointi (Schweizer ym. 2010: 2).

4.6.3 FLC-vaihtosuuntaaja

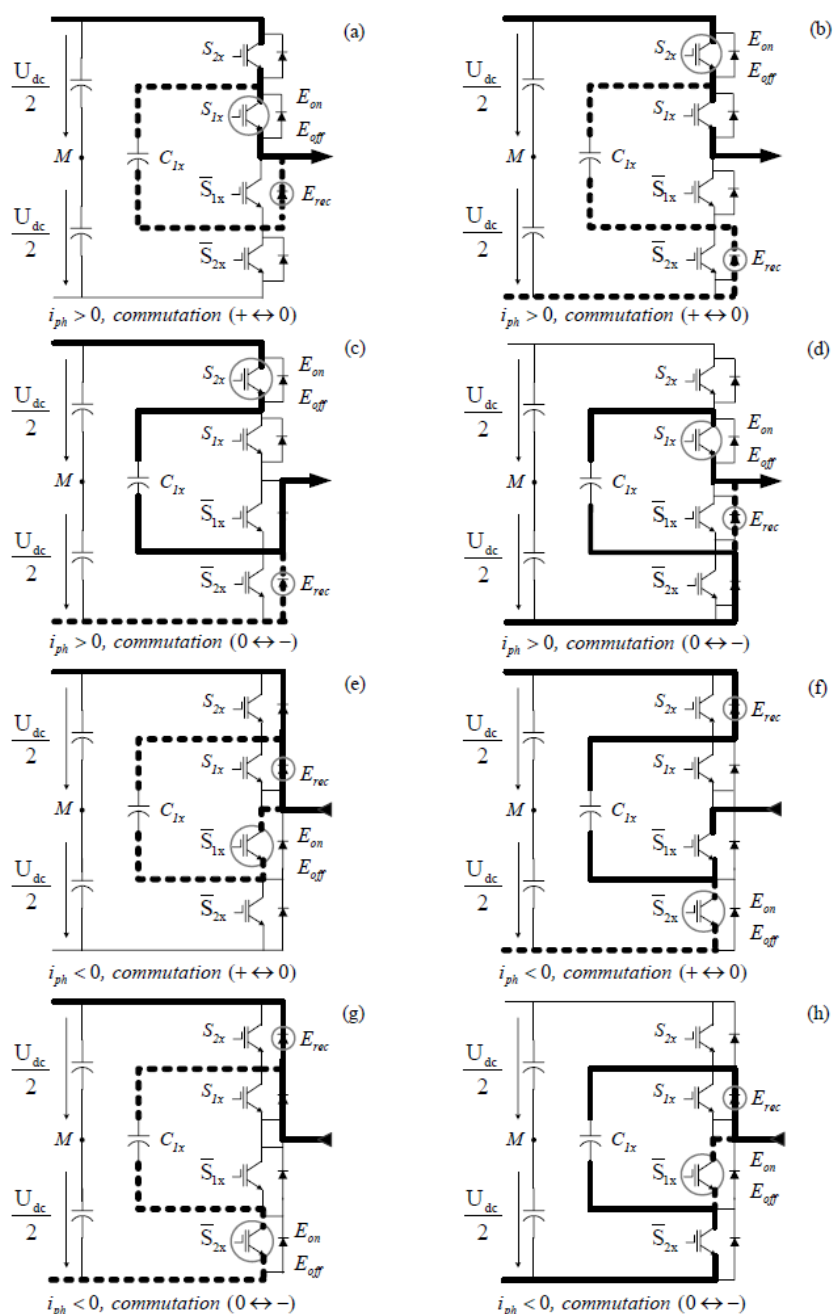
FLC-suuntaajassa (*flying capacitor voltage source converter*) käytetään kondensaattoreita muodostamaan ylimääräinen jännitetaso. FLC-vaihtosuuntaajassa ei ole erillistä neutraalijohdinta. Kolmivaiheisen FLC-vaihtosuuntaajan piirikaavio nähdään kuvassa 49.



Kuva 49. FLC-vaihtosuuntaaja (perustuu englanninkieliseen lähteeseen Seyed Saeed 2007: 23).

Jokainen kolmesta kelluvasta kondensaattorista (C_{1a} , C_{1b} ja C_{1c}) on varautunut puoleen välipiirin jännitteestä. Kondensaattori voidaan kytkeä vaiheen kanssa sarjaan, jolloin sillä voidaan lisätä tai vähentää jännitettä. (Seyed Saeed 2007: 23.)

FLC-vaihtosuuntaajan poikkeavan rakenteen vuoksi sen kommutointi eroaa huomattavasti NPC- ja T-tyypin vaihtosuuntaajasta. FLC-vaihtosuuntaajan kommutointi on esitetty kuvassa 50.



Kuva 50. FLC-vaihtosuuntaajan kommutointi ja kytkentähäviöt (Seyed Saeed 2007: 26).

Kiskojen asetteluun on hankala antaa tarkkoja vinkkejä, koska kiskoston ja komponenttien asettelu on hyvin tapauskohtaista. Yleispäteviä ideoita voidaan kuitenkin antaa. Taulukossa 4 on selvitetty kuvan 50 virtojen suuntia. Kuvissa oikealle kulkevaa virtaa pidetään positiivisena ja vasemmalle kulkevaa negatiivisena. Taulukon suunnat ovat oikein, kun komponenttien asettelu on sama kuin kuvassa 50. Pällekkäin kannattaa

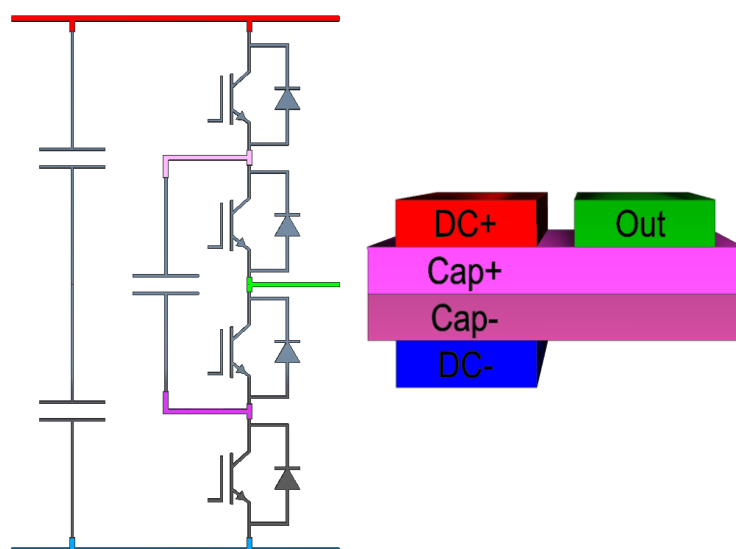
laminoida kiskot, joiden virta on erisuuntainen, eli käytännössä virran tulo- ja lähtökisko. Tällöin keskinäisinduktanssista saadaan suuri hyöty kiskojen kokonaisinduktanssiin.

Taulukko 4. FLC-vaihtosuuntaajan virtojen suunnat kuvan 50 tapauksessa.

	DC+	Cap+	Cap-	DC-	Out
a	+	-	+	0	+
b	+	+	-	+	+
c	+	-	+	+	+
d	0	+	-	+	+
e	-	+	-	0	-
f	-	+	-	-	-
g	-	-	+	-	-
h	0	-	+	-	-

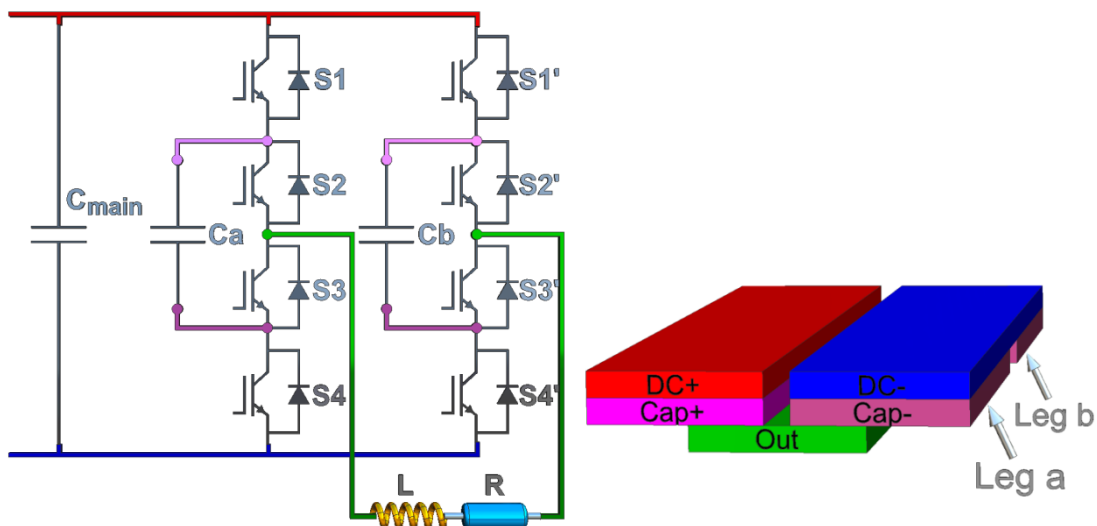
Kaikissa kommutointitapauksissa virta kulkee kelluvan kondensaattorin kautta. Virta kulkee kondensaattorin pluskiskossa aina erisuuntaan kuin miinuskiskossa. Tästä johtuen kelluvan kondensaattorin kiskot on paras pari ja ne kannattaa laminoida yhteen.

DC-pluskisko ja kelluvan kondensaattorin pluskisko ovat taulukon mukaan paras yhdistelmä. Samoin DC-miinuskisko ja kelluvan kondensaattorin miinuskisko kannattaa laminoida yhteen. Lähtökiskon (Out) voi laminoida kelluvan kondensaattorin kiskoista kumpaan vain. Esimerkkikisko on esitetty kuvassa 51.

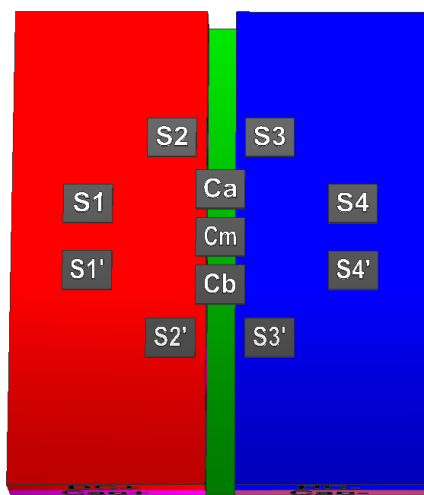


Kuva 51. FLC-vaihtosuuntaajan esimerkkikisko.

Edellä mainitun rakenteen toteutus on kuitenkin käytännössä hankala, koska kondensaattorien kiskot ovat pienet verrattuna DC-miinus- ja DC-pluskiskoon. Yksi vaihtoehto on erottaa kondensaattorien kiskot, mutta säilyttää muut parit sekä käyttää isoja DC-miinus- ja DC-pluskiskoja koko kiskoston pohjana. Tällainen kisko nähdään kuvassa 52. Komponenttien sijoittelu nähdään kuvassa 53.



Kuva 52. Esimerkki FLC-vaihtosuuntaajan kiskojen toteutuksesta (perustuu englanninkieliseen lähteeseen Zare ym. 1999: 5).



Kuva 53. Komponenttien sijainnit esimerkin FLC-vaihtosuuntaajan kiskoissa (perustuu englanninkieliseen lähteeseen Zare ym. 1999: 5).

5. KISKOJEN MEKANIikka

Välipiirikiskojen tärkeimmät ominaisuudet ovat hyvät sähköiset arvot, esimerkiksi pieni resistanssi ja induktanssi. Kiskoja ei voida kuitenkaan aina suunnitella sähköisesti parhaiksi mahdollisiksi. Kiskot ovat aina kompromissi mekaniikan, sähkötekniikan ominaisuuksien ja valmistuskustannusten kannalta. Kiskoja ei voida käsitellä pelkästään sähköisenä komponenttina vaan kiskojen suunnittelussa täytyy ottaa huomioon myös kiskojen mekaaniset ominaisuudet. Laitteissa tarvitaan yhä monimutkaisempia välipiirikiskoja. Tällöin kiskojen mekaanisiin ominaisuuksiin täytyy kiinnittää entistä enemmän huomiota.

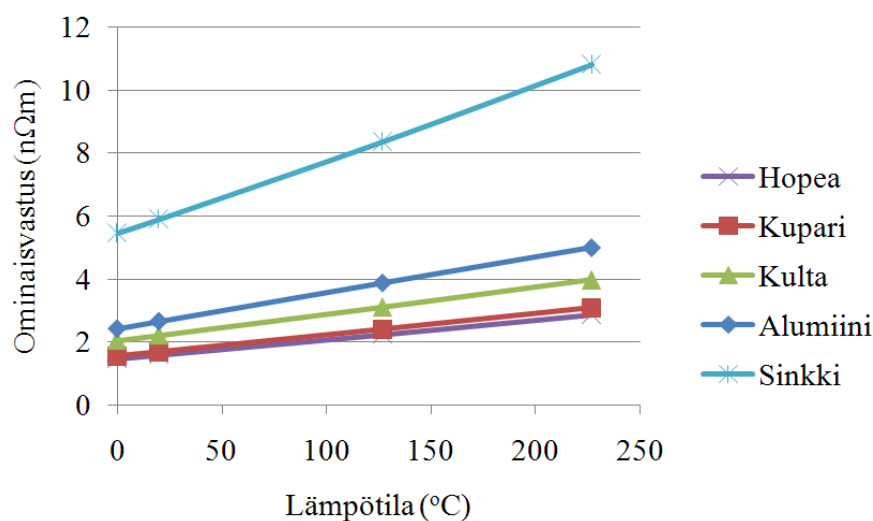
5.1 Materiaalit

Kiskojen materiaalina voidaan käyttää käytännössä mitä tahansa johtavaa materiaalia. Käyttöön on kuitenkin valikoitunut alumiini ja kupari niiden hyvän sähkönjohtokyvyn ansiosta. Kuparia pienempi ominaisvastus on vain hopealla. (Nykänen 2004.) Korkeasta hinnasta johtuen kiskoja ei kuitenkaan valmisteta hopeasta. Sopivampi materiaali riippuu käyttötarkoituksesta ja hinnasta. Joidenkin johteiden ominaisvastuksia nähdään taulukosta 5. Ominaisvastus (ρ) on sähkönjohtavuuden (σ) käänteisarvo. Ominaisvastus on synonyymi resistiivisyydelle.

Taulukko 5. Eri aineiden ominaisvastuksia lämpötilassa 20°C (Lide ym. 2010).

Aine	Ominaisvastus (nΩm)
Hopea	15,9
Kupari	16,8
Kulta	22,1
Alumiini	26,5
Sinkki	59

Ominaisvastus riippuu lämpötilasta. Joidenkin aineiden ominaisvastuksien riippuvuus lämpötilasta nähdään kuvasta 54.



Kuva 54. Ominaisvastuksen riippuvuus lämpötilasta eri aineilla.

Alumiini ja kupari ovat käytännössä ainoat kiskojen materiaaliksi soveltuvat aineet, joutuessa hopean ja kullan korkeasta hinnasta. Alumiini on halvempaa ja sen ominaisvastus on 26,5 nΩm. Kuparin ominaisvastus on 16,8 nΩm. Täten alumiinia tarvitaan karkeasti 1,5-kertainen määrä kupariin verrattuna, mikäli halutaan sama sähkönjohtavuus. Poikkipinta-alaltaan samanlaisista johtimista kupari johtaa sähköä paremmin, mutta alumiini on kevyempää. Samalla hinnalla alumiinia saadaan enemmän, jolloin on mahdollista saada aikaan suurempi poikkipinta-ala ja sähkönjohtavuus kuin kuparilla. Raakakuparin hinta on noin nelinkertainen alumiiniin verrattuna. (Taloussanomat 2011a ja 2011b.)

Alumiini on taipuvainen virumaan jopa huoneenlämmössä. Alumiini myös oksidoiduu eli sen pinnalle muodostuu ohut, noin 10^{-5} mm paksuinen läpinäkyvä oksidikalvo, joka estää alumiinin hapettumisen. Kun alumiinia naarmutetaan, oksidikerros rikkoontuu, mutta hapettavissa olosuhteissa muodostuu heti uusi kalvo. (Lindroos ym. 1986: 589 - 591.)

Oksidi on hyvä eriste, joten alumiinin liittäminen on hankalampaa kuin esimerkiksi kuparin. Alumiinin puristusliitoksen tekemiseen tarvitaan juuri tähän tarkoitukseen kehitetyt liittimet. Liitin nähdään kuvassa 55 oikealla. Vasemmalla on kuparin liittämiseen tarkoitettu jatkoliitin. Huomataan, että tästä liittimestä puuttuu oksidikerroksen rikkova verkko. Puristettaessa nämä liittimet läpäisevät oksidikalvon ja sulkevat oksidikalvon

liitoksen ulkopuolelle. Pehmeään alumiiniin voidaan tehdä pulttiliitos, mutta liitospinta täytyy puhdistaa huolellisesti. (Olivares-Galván ym. 2010: 5.)

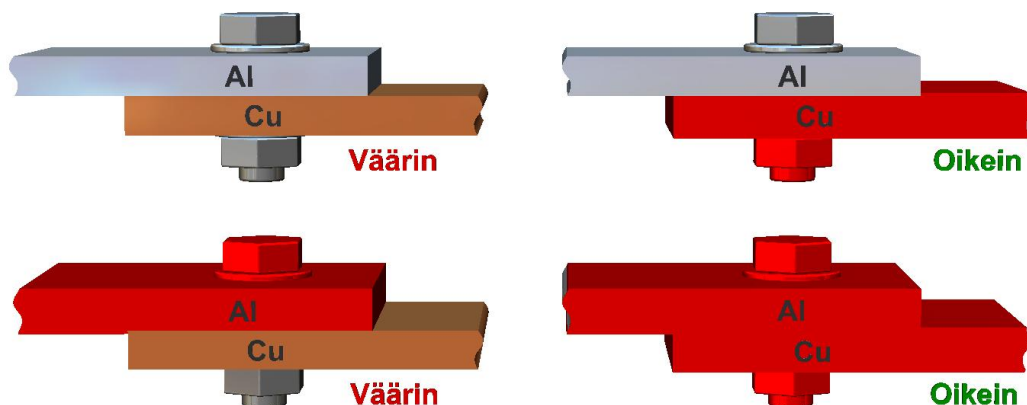


Kuva 55. Cu/Cu-jatkoliitin ja Al/Cu-jatkoliitin (perustuu lähteeseen Ouneva Group 2011: 9).

Oksidikerros ei kuitenkaan suojaa alumiinia, mikäli se liitetään yhteen sitä sähkökemiallisessa jännitesarjassa olevan ja siten jalomman metallin kanssa. Tällainen metalli on esimerkiksi kupari. Tässä galvaanisessa korroosiossa alumiini muodostaa katalyytissä nopeasti syöpyvän anodin jalomman metallin toimiessa katodina. Alumiinin korrosio tapahtuu nopeasti, jos alumiinin pinta on pieni verrattuna jalomman metallin pintaan. Alumiinin syöpyminen ei tarvitse edes välitöntä liitosta jalomman metallin välillä. Liitoksen väli täytyy eristää tai liitos suojata maalaamalla. (Lindroos ym. 1986: 589 - 591.)

Maalausta ei saa rajoittaa pelkästään alumiiniseen osaan, koska maalipinnan rikkoontuessa paljastuvan alumiinipinta on pieni ja kuparisen osan suuri. Tällöin alumiinin korrosio on entistä voimakkaampaa. Tästä johtuen kannattaa maalata jalompi metalli, jos koko liitosta ei haluta maalata. Jalomman metallin maalipinnan rikkoontuessa katodipinta jää pieneksi verrattuna anodipintaa, jolloin korrosio jää pieneksi. (Lindroos ym. 1986: 591.)

Liitoksen maalaustapoja on esitetty kuvassa 56. Kuvissa punaiset pinnat on maalattu. Maalin tarkoitus on eristää liitos. Maali voidaan korvata myös jollain muulla eristävällä pinnoitteella, esimerkiksi epoksilla.



Kuva 56. Sähköä johtamattoman alumiini-kupariliitoksen maalaus (perustuu lähteesen Lindroos ym. 1986: 591).

Liitoksen maalaaminen tai eristäminen ei luonnollisesti sovi sovelluksiin, joissa on tarkoitus johtaa sähköä, koska maali toimii eristeenä kiskojen välillä. Sähköisissä liitoksissa korroosiota voidaan hidastaa liittämällä kiskot yhteen, jonka jälkeen koko liitos vataan epoksiin. Tällöin korroosion riski pienenee, koska liitos on suojattu ympäristöltä, eikä korroosioon vaadittavaa elektrolyyttiä pääse syntymään.

Alumiini-kupari liitoksessa kupari voidaan tinata, mutta tällöin liitoksen resistansseissa esiintyy suurempaa vaihtelua kuin paljaassa liitoksessa. Suurimmat resistanssit saavutettiin paksuilla tinakerroksilla. (Jackson 1982: 5.) Alumiinin ja kuparin liitos on myös ongelmallinen lämpölaajenemisen kannalta.

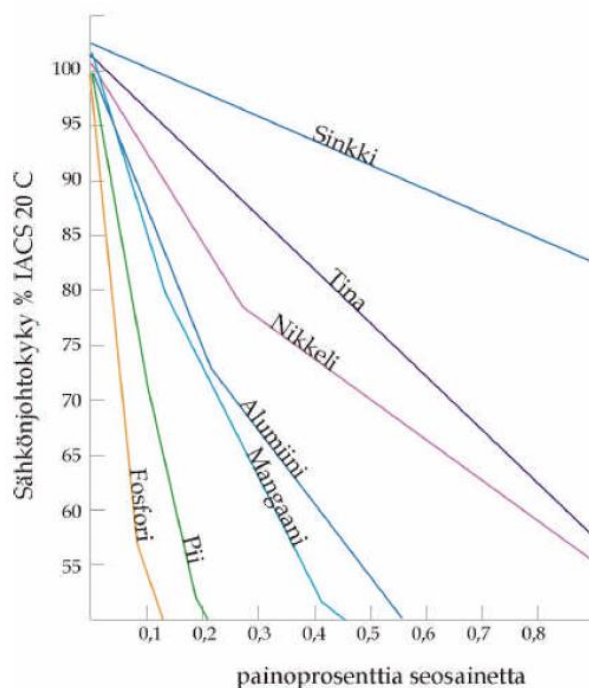
Edellä esitetyt ominaisuudet hankaloittavat alumiinin käyttöä sähköteknisissä sovelluksissa. Lisäksi taajuusmuuttajan kustannuksista hyvin pieni osa koostuu välipiirikiskoista. Ja välipiirikiskojen hinnasta pieni osa koostuu materiaalista. Näistä johtuen kupari on valikoitunut välipiirikiskojen kannalta optimaaliseksi materiaaliksi.

Kuparimetalleja löytyy monia eri sekoitteita. Sekoitteen täydellinen nimi sisältää seoksen koostumuksen sekä standardimerkinnän. Esimerkiksi ”CuZn39Pb2 SFS 2921” on lyijymessinki, jossa on 39 % sinkkiä (Zn) ja 2 % lyijyä (Pb). Hapettoman muokkauslujitetun kuparin merkintä on ”Cu-OF-04 SFS 2905”. Hapettoman kuparin keskimääräinen

muokkausaste on noin 10 %. Puhdasta kuparia on hankala valaa, koska sillä on taipumus pinnan huokoisuuteen ja säröilyyn. Tästä johtuen valettavaan kupariin sekoitetaan pieniä määriä berylliumia (Be), piitä (Si), nikkeliä (Ni), tinaa (Sn), sinkkiä (Zn) tai kromia (Cr). (Nykänen 2004.)

Kupariin sekoitettavat aineet heikentävät jo pieninä määrinä kuparin sähkönjohtavuutta. Esimerkiksi 1 % fosforia, piitä, rautaa, arsenikkia tai berylliumia kuparissa johtaa sähkönjohtavuuden putoamiseen kolmannekseen. (Meskanen ym. 2009: 1.)

Eri seosaineet vaikuttavat eri tavoin sähkönjohtavuuteen. Tämä nähdään kuvasta 57.



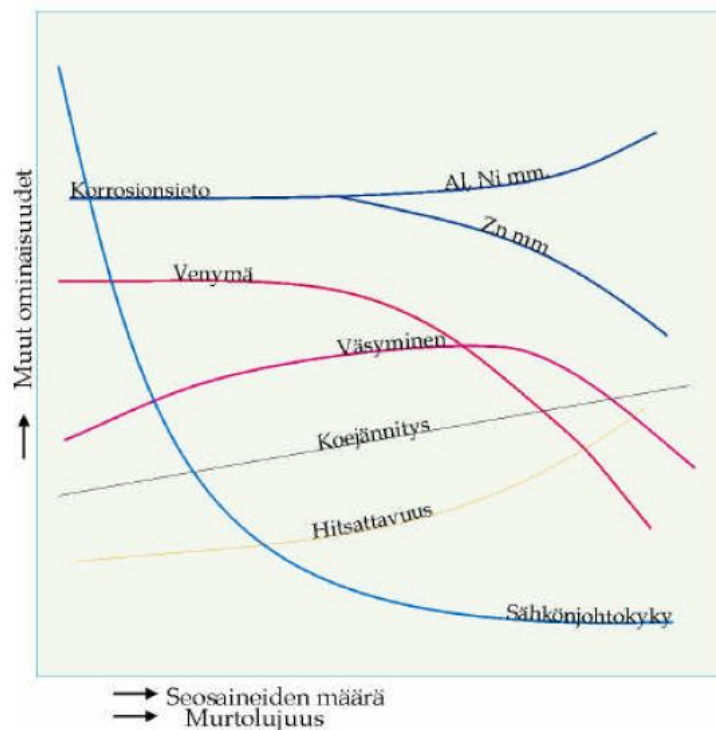
Kuva 57. Seosaineiden vaikutus sähkönjohtavuuteen (Nykänen 2004: 68).

Mikäli seosainetta lisätään niin vähän, että sähkönjohtavuus ei putoa, puhutaan kupareista. Tällainen on esimerkiksi hopeakupari. Seosmäärän kasvaessa aletaan puhua kupariseoksista. Esimerkiksi messinki ja pronssi ovat tällaisia. (Nykänen 2004: 72.)

Pienillä seosmäärillä voidaan parantaa haluttuja ominaisuuksia, esimerkiksi lujuutta ja lastuttavuutta. Jo pieni seosaineen lisäys voi vaikuttaa suuresti kuparin ominaisuuksiin.

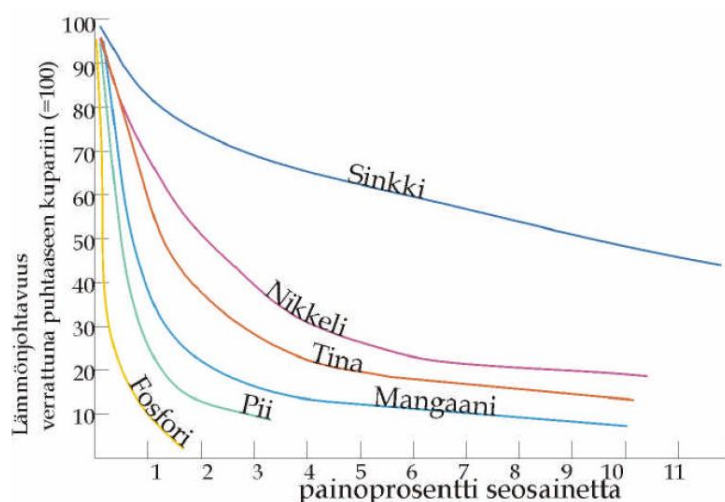
Esimerkiksi puhtaan kuparin (CU-OF) vetomurtolujuus on noin 220 MPa. Kylmämuokkauksen avulla vetomurtolujuus saadaan nostettua 380 MPa:iin. Lisäämällä pieni määrä (0,2 - 0,6 %) tinaa kylmämuokkauksessa, saadaan kuparin vetomurtolujuus nostettua 550 MPa:iin. (Nykänen 2004: 73.)

Seosaineen lisäämisellä parannetaan kuparin työstettävyyttä. Valitettavasti puhdas kupari on paras vaihtoehto sähkönjohtavuuden kannalta. Seosaineen lisäyksen vaikutus kuparin ominaisuuksiin nähdään kuvassa 58.



Kuva 58. Seosaineen määrän vaikutus kupariseoksen ominaisuuksiin (Nykänen 2004: 92).

Sähkönjohtokyvyn mukana laskee myös lämmönjohtavuus. Tämä voidaan todeta kuvasta 59. (Nykänen 2004: 94.)



Kuva 59. Seosaineiden vaikutus lämmönjohtavuuteen (Nykänen 2004: 94).

Käytännössä välipiirikiskojen materiaaliksi kannattaa valita mahdollisimman puhtas kupari. Puhtaudesta voidaan joutua hieman tinkimään, mikäli kiskoja täytyy koneistaa. Tällöin seosaineeksi kannattaa valita esimerkiksi sinkki. Prosentin sinkkipitoisuus laskee kuparin sähkönjohtavuutta 10 % puhtaaseen kupariin verrattuna. (Nykänen 2004.) Vaikka sähkönjohtavuuden lasku on suuri, se on kuitenkin suhteellisen pieni verrattuna muiden seosaineiden aiheuttamaan sähkönjohtavuuden laskuun.

5.2 Lämpölaajeneminen

Lämpölaajeneminen täytyy ottaa huomioon kiskojen suunnittelussa. Pienempi kisko kuumenee enemmän kuin suuri kisko. Suuremmalla kiskolla on enemmän pinta-alaa, jonka kautta lämmöksi muuttunutta tehohäviötä voidaan johtaa ympäristöön. Tästä johtuen materiaalin säästäminen kiskon suunnittelussa voi kostautua lämpölaajenemista aiheutuvien ongelmien takia.

Käytännössä kiskot valmistetaan alumiinista tai kuparista. Alumiini ja kupari reagoivat hiukan eri tavalla lämmönvaihteluihin. Alumiinin lineaarinen lämpölaajenemiskerroin on $24 \mu/^{\circ}\text{C}$ ja kuparin $17 \mu/^{\circ}\text{C}$. (Mursula ym. 2004.)

Kappaleen pituuden muutos lämpötilan muuttuessa voidaan laskea

$$\Delta l = \alpha \Delta T l_0, \quad (14)$$

missä Δl on kappaleen pituuden muutos, α lineaarinen lämpölaajenemiskerroin, ΔT lämpötilan muutos ja l_0 kappaleen alkupituus. Tarkastellaan 20 cm pituista kiskoja, jonka lämpötila kasvaa 80 °C. Alumiinista valmistettu kisko kasvaa pituutta 0,38 mm ja kuparista valmistettu kisko 0,27 mm. Eroa on noin 0,1 mm. Ero ei kuulosta suurelta, mutta jo pienikin lämpölaajeneminen aiheuttaa jännitysvoimia. Jännitysvoimat saattavat aiheuttaa jopa komponenttien rikkoontumista, joten ne on pyrittävä minimoimaan.

Taajuusmuuttajassa liikkuu suuria virtoja, mutta fyysinen koko pyritään kuitenkin pitämään pienenä. Tällöin välipiirikiskojen materiaalina käytetään kuparia. Kupari on pinnoitettu tinalla, joka estää kuparin pinnan hapettumisen.

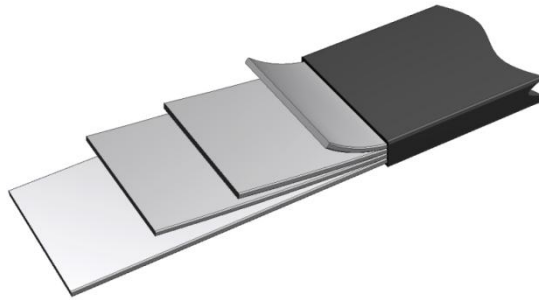
5.3 Joustavuuden lisääminen

Puhdas kupari johtaa erittäin hyvin sähköä, mutta on koneistuksen kannalta huono. Terä uppoaa kupariin, mutta lastun irrottamiseen tarvitaan paljon energiaa. Tällöin terät lämpenevät ja niiden käyttöikä lyhenee. Lisäksi lastu ei katkea helposti, mikä aiheuttaa ongelmia erityisesti miehittämättömissä koneissa. (Nykänen 2004.)

Sähkönjohtamisen kannalta kuparin tulee olla mahdollisimman puhdasta. Puhdas kupari on joustavaa ja sopii hyvin välipiirikiskojen materiaaliksi. Joustavuus on hyvä ominaisuus välipiirikiskoille, koska kiskojen valmistuksessa, asennuksessa sekä muiden komponenttien asennuksessa on aina jonkin verran toleranssia. Laitetta koottaessa kiskoja voidaan joutua taivuttamaan tai hieman kampeamaan kädellä, mikäli reiät eivät osu täydellisesti paikoilleen. Tämä aiheuttaa jännityksiä kiskoon jo asennettaessa. Kiskon lämmitessä ja laitteen täristessä nämä jännitykset saattavat aiheuttaa heikoimman kohdan hajoamisen. Vaikka suunnittelussa pyritään huomioimaan jännitykset ja suuntaamaan jännitykset suuntaan, jossa niistä ei ole haittaa, olisi hyvä, jos kiskot voitaisiin

tehdä niin, että ne eivät aiheuttaisi muihin komponentteihin rasiuksia. Tästä johtuen kiskojen joustavuutta olisi hyvä lisätä.

Tällä hetkellä markkinoilla on muutama joustavia kiskoja tarjoava valmistaja. Valmistajien tuotemerkkejä on esimerkiksi Erico[®], Stormcopper[®] ja Mettix[®]. Suomessa kiskoja valmistaa Ounova. Ounevalta saa suoraan määrämittäisiä, eristettyjä ja rei'itettyjä kiskoja. (Ouneva Group 2011: 33.) Kiskojen joustavuuden toteutustapa on jokaisella valmistajalla sama. Kiskot valmistetaan joko ohuista kuparilevyistä, jotka on ladottu päällekkäin tai punoksesta. Kuvassa 60 on ohuista levyistä valmistetun kiskon rakenne ja kuvassa 61 näkyy valmiita kiskoja.

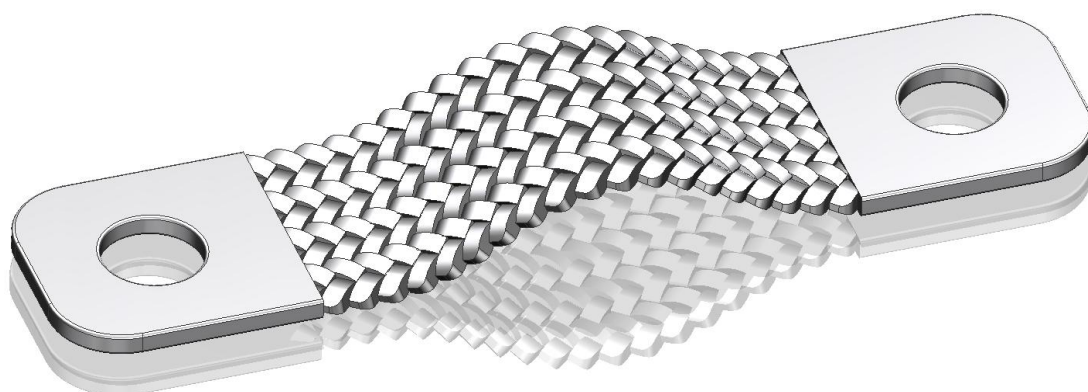


Kuva 60. Joustavan kiskon rakenne (perustuu englanninkieliseen lähteeseen Erico 1999).

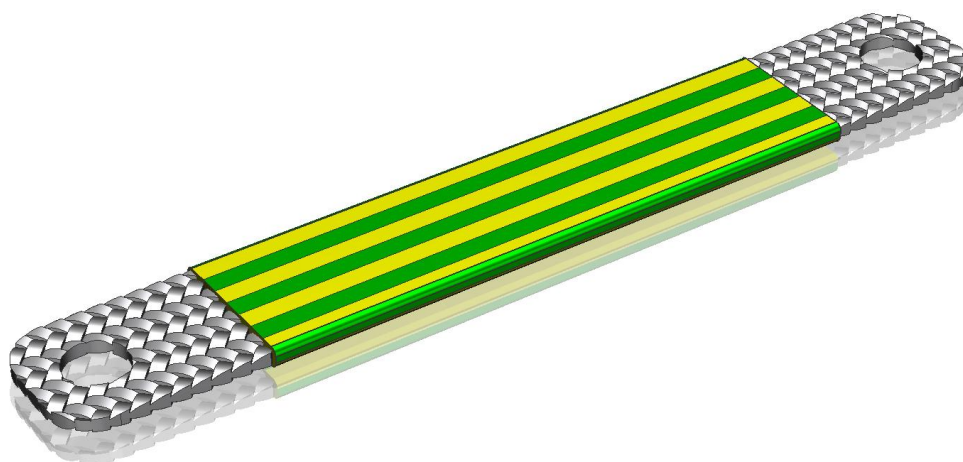


Kuva 61. Ohuista levyistä valmistettuja kiskoja (Erico 1999).

Punoksessa on käytetty kuparilevyjen sijasta ohuita kuparisäikeitä, jotka on punottu yhteen. Punoksen päät kiinnitetään erillisiin kuparinpaloihin, joihin voidaan porata reiät tai reiät voidaan tehdä suoraan punokseen. Punoksesta valmistetut kiskot nähdään kuvissa 62 ja 63.



Kuva 62. Punoksesta valmistettu kisko (perustuu englanninkieliseen lähteeseen Storm Copper Components, Co 2010a).



Kuva 63. Suoraan punokseen tehdyt reiät (perustuu englanninkieliseen lähteeseen Mettix Electric Co 2011).

Punoksesta tehdyt kiskot eivät välttämättä sovellu käytettäväksi välipiirikiskoina, koska punoksesta on hankala valmistaa moniulotteisia kiskorakenteita.

Erico[®]:n valmistamat Eriflex[®] kiskot näkyvät kuvassa 61. Eriflex[®] kiskot on valmistettu ohuista kuparilevyistä. Kiskoja voidaan leikata sopivaan mittaan, aivan kuten johtojakin. Kiskon päät kuoritaan ja siihen voidaan suoraan porata reiät. Tästä johtuen siihen ei tarvitse erikseen painaa kenkää kiinnittämistä varten. Tämäkään kisko ei välttämättä sovellu käytettäväksi välipiirikiskona johtuen välipiirikiskojen monimutkaisemmasta muodosta. Voidaan kuitenkin pohtia, voitaisiinko joitain johtoja korvata kiskoilla. Kiskon muodosta johtuen sen induktanssi on pienempi kuin johdon.

Vaikka Eriflex[®]-kiskoa ei voitaisikaan käyttää välipiirikiskona, kannattaa pohtia sen rakennetta. Voitaisiko välipiirikiskot valmistaa samalla periaatteella? Välipiirikiskoissa ei käytännössä voida käyttää kutistesukkaa eristeenä ja tästä johtuen kuparilevyt eivät voi olla yhtä ohuita kuin Eriflex[®] kiskossa.

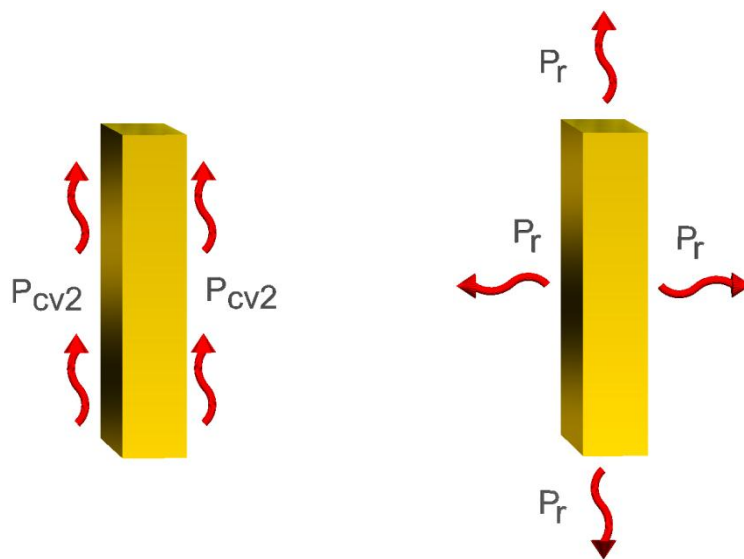
Laminoinnin avulla voidaan saavuttaa tarpeellinen jäykkyys, jotta voidaan käyttää ohuitakin kuparilevyjä. Tällöin kisko pystyy pitämään muotonsa, mutta laipat pysyvät joustavina. Toinen vaihtoehto on valmistaa kisko esimerkiksi kahdesta osasta eli esimerkiksi DC-pluskisko valmistettaisiin 2 mm paksuisen kuparin sijasta kahdesta 1 mm paksuisesta kuparista. Tällöin kiskon taivutusvastusta saataisiin pienennettyä puoleen alkupe- räisestä.

5.4 Kiskoston lämpenemä

Kaikki lämpö jonka kuparikisko tuottaa ympäröivään ilmaan on lisänä laitteen häviöissä. Kuparikiskolle määritetään maksimikäyttölämpötila. Maksimikäyttölämpötilaa ei määrää kiskon materiaali vaan käytettävä eriste ja kiskoon kiinnitettävät komponentit. Kiskon lämpötilaa nostaa suuri virrantiheys, ympäristön lämpötila, säteily tai johtuminen muista komponenteista. Kuparista valmistettujen kiskojen virrantiheydeksi suositellaan 1 - 2 A/mm². (Ando ym. 2011: 4.) Kiskot jäähtyvät konvektion ja lämpösäteilyn avulla. Laitteiden sisällä käytetään myös puhaltimia, jotka jäähdyttävät myös kiskoja.

Konvektiossa lämmin ilma nousee ylöspäin ja ilmavirta jäähdyttää kiskon pystysuoria pintoja. Koska ylösnoussut ilma on jo lämmintä, se ei enää jäähdytä kiskon yläpintaa.

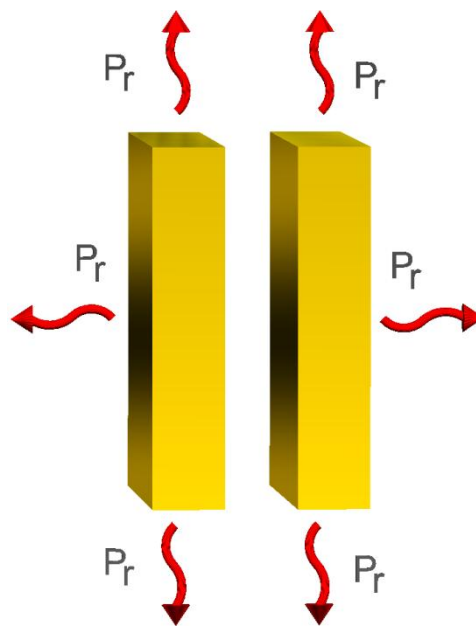
Säteilyssä lämpö säteilee kohtisuoraan kuparin pinnasta pois päin. Lämpösäteilyyn ei vaikuta kappaleen muoto vaan sen määrä riippuu kiskon ja ympäristön lämpötilan erosta. Mitä kuumempi kisko on ympäristöönsä verrattuna, sitä enemmän se luovuttaa lämpöä ympäristöönsä. Lämpösäteilyn osuus on noin 10 % kiskon lämpöhäviöistä. Kiskon konvektio ja lämpösäteily on esitetty kuvassa 64. (Leonardo Energy 2011.)



Kuva 64. Kiskon konvektio ja lämpösäteily (perustuu englanninkieliseen lähteeseen Leonardo Energy 2011).

Lämpösäteilyä voidaan vähentää pinnan kiillotuksella. Emissiivisyys (ϵ) on kappaleen lähettämän lämpösäteilyn määrä verrattuna mattamustan kappaleen lämpösäteilyyn. Täysin kiillotetun pinnan emissiivisyys on lähellä nollaa, jolloin pinta säteilee lämpöä huonosti. Mattamustan pinnan emissiivisyys on 1, jolloin pinta säteilee lämpöä hyvin. Kirkkaan kuparin emissiivisyys on noin 0,1. Tummuneen vanhan kuparin emissiivisyys on noin 0,7 eli tummunut kupari säteilee ympäristöön lämpöä paremmin kuin kiillotettu kupari. Tästä johtuen tummentunut kuparikisko voi johtaa enemmän virtaa pysyen silti yhtä viileänä kuin kiiltävä kuparikisko. Tinatun kuparin emissiivisyys on 0,3 - 0,5. Lämpösäteilyn johdosta kiskoja ei kannata maalata, koska maali johtaa huonosti lämpöä. (Leonardo Energy 2011.)

Lämpösäteily aiheutuu vastaanottavan pinnan ja säteilevän pinnan lämpötilaerosta. Tästä johtuen vierekkäin ja toisiaan lähellä olevat saman lämpöiset kiskot eivät jäähyä vastakkain olevilta pinnoiltaan. Tätä on selvennetty kuvassa 65. Tämä täytyy ottaa huomioon laminoituja kiskoja suunniteltaessa. (Leonardo Energy 2011.)



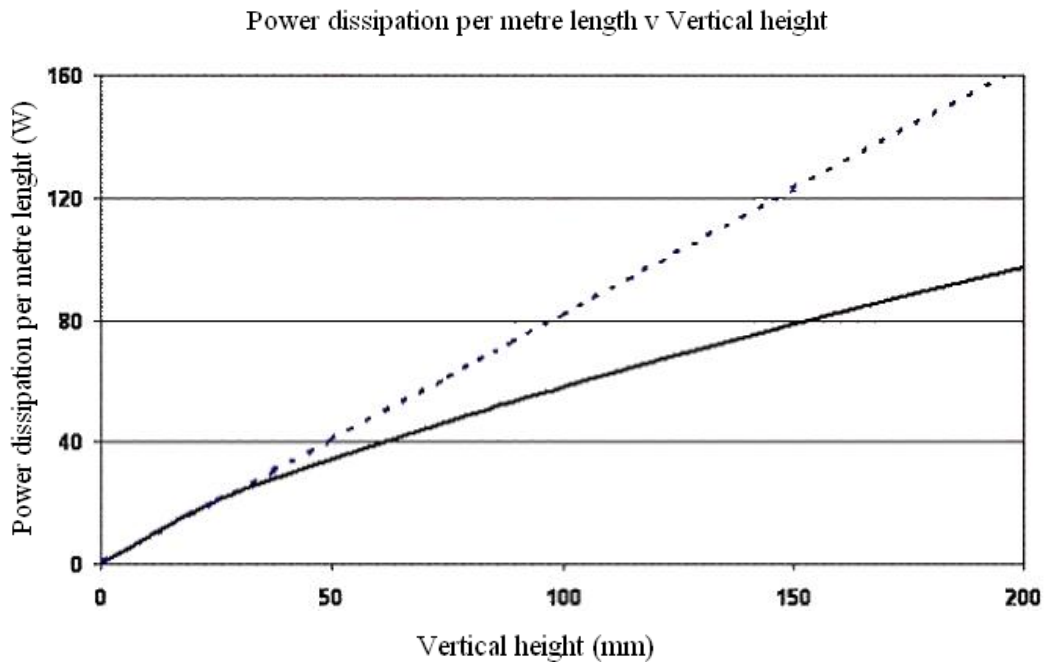
Kuva 65. Vierekkäisten kiskojen lämpösäteily (perustuu englanninkieliseen lähteeseen Leonardo Energy 2011).

Kiskossa aiheutuvan häviötehon voi laskea

$$P = RI^2 \quad \text{tai} \quad (15)$$

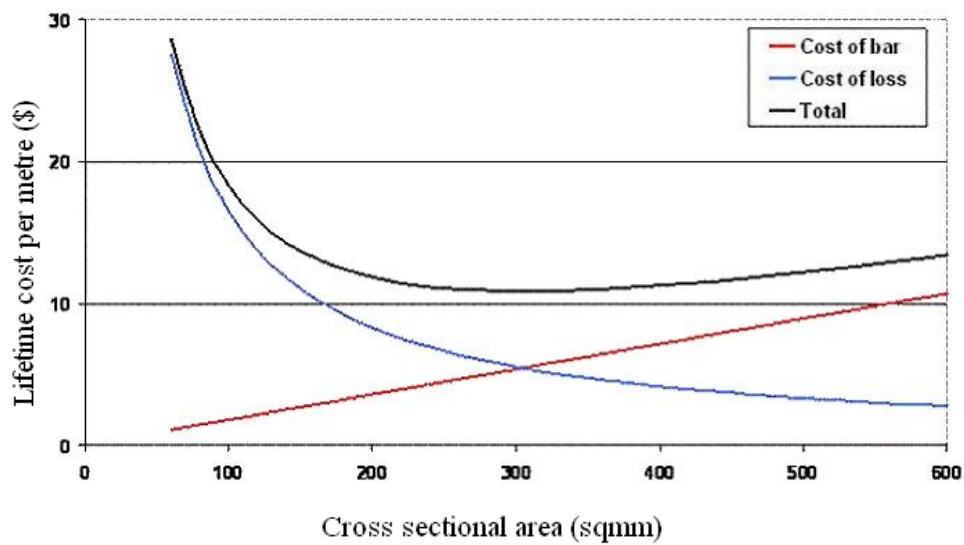
$$P = \frac{\rho l}{a} I^2, \quad (16)$$

missä ρ on ominaisvastus, l kiskon pituus ja a kiskon poikkipinta-ala. On huomioitava, että kiskon koon kaksinkertaistaminen ei kaksinkertaista haihtuvaa lämpöä, jolloin kiskon virtarajaakaan ei voida kaksinkertaistaa. Kiskon korkeuden vaikutus jäähtymiseen on esitetty kuvassa 66. (Leonardo Energy 2011.)



Kuva 66. Kiskon korkeuden vaikutus kiskon jäähtymiseen (Leonardo Energy 2011).

Kiskon mitoituksessa täytyy muistaa, että sähköisesti optimoitu kisko ei ole aina taloudellisin. Kiskon elinkaaren kokonaiskustannukset muodostuvat materiaalista, asennuksesta ja tehohäviöistä. Alhaiset tuotantokustannukset tarkoittavat suurempia käytössä aiheutuvia häviöitä. Kuvassa 67 on esimerkki kiskon hinnan muodostumisesta viiden vuoden ajalla. Suuri kisko vaatii enemmän materiaalia, tukirakenteita ja asennus on hankalampaa. Poikkipinta-alan kasvattaminen vähentää häviöitä eksponentiaalisesti. Pienillä taajuuksilla poikkipinta-alan kaksinkertaistaminen puolittaa resistanssin, mutta virranahdosta johtuen suuremmilla taajuuksilla voidaan joutua käyttämään useampaa pientä kiskoa pienemmän resistanssin saavuttamiseksi. Pienemmällä resistanssilla saavutetaan pienemmät häviöt. Huomioitavaa on, että pienin kokonaiskustannus saavutetaan suuremmalla kiskolla, kuin sähköisten mitoitusperusteella valittaisiin. Kiskoa ei täten kannata mitoittaa aivan minimiin vaan voidaan valita hiukan suurempi kisko kuin normaalisti valittaisiin. (Leonardo Energy 2011.)



Kuva 67. Kiskon kokonaishinnan muodostuminen (Leonardo Energy 2011).

Moniulotteisten kiskojen suunnittelussa kannattaa käyttää simulointityökaluja, joiden avulla voidaan löytää kiskoista kohdat, joissa virrantiheys on suuri. Virrantiheydestä johtuen niiden sähkökenttä on suuri ja ne ovat mahdollisia läpilyöntikohtia. Nämä kohdat myös kuumenevat kiskossa eniten. Tällaisia kohtia ovat esimerkiksi terävät kulmat. Suuresta virrantiheydestä johtuen kiskoihin ei kannata tehdä teräviä nurkkia vaan käyttää niissä pyöristyksiä.

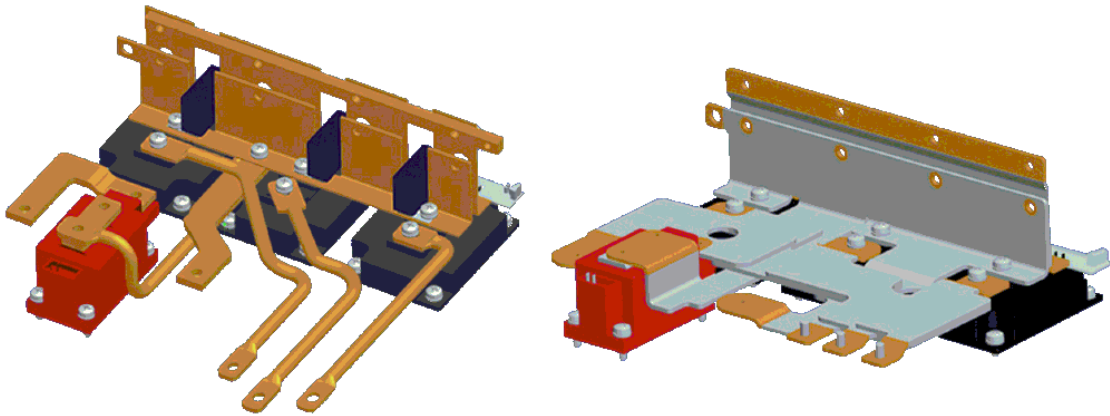
6. LAMINOIDUT KISKOT

Eri osista koottavien kaksi- ja monikerroskiskojen asentaminen vie aikaa ja asennuksessa tulee tehtyä helposti virheitä. Eriste voi asettua huonosti kiskojen väliin, jolloin ilmatilavälit eivät ole vaadittuja ja pahimmassa tapauksessa sattuu läpilyönti. Lisäksi kiskot voidaan asentaa huonosti, jolloin IGBT-moduulien ja kiskojen väliset liitospinnat eivät kohtaa täysin. Tästä voi aiheutua suuri resistanssin kasvu. Kiskot voivat myös asettua huonosti toisiaan vasten, jolloin keskinäisinduktanssi pienenee ja kokonaisinduktanssi kasvaa. Sähköisesti kaksikerroskisko on hyvä ja sitä voidaan käyttää testaukseen ja pienten muutosten kokeiluun, mutta se ei ole luotettavin vaihtoehto tuotantoon otettavaksi.

Laminoitu kisko tarjoaa pienimmän mahdollisen induktanssin välipiirirakenteelle, koska kiskojen välinen etäisyys voidaan pitää hyvinkin pienenä. Laminoinnissa kiskot ja eriste liitetään yhteen suuren paineen ja kuumuuden vallitessa. Kiskoja pidetään paikallaan ja väliin saadaan hyvin ohut kerros eristettä. (Guichon ym. 2006: 3.) Tästä johtuen kiskosta voidaan jättää pois liialliset asennustoleranssit. Kiskopaketti voidaan laminoida suoraan sopivaksi ”jigin” avulla.

Yksittäisten kiskojen määrää voidaan vähentää laminoimalla vaihekiskot samaan kokoonpanoon välipiirikiskojen kanssa. Tällä kokoonpanolla ei voida pienentää kiskoston kokonaisinduktanssia, mutta se saattaa helpottaa kiskoston suunnittelua ja asennusta. Myöskään jarrukatkojan kiskon lisäämisellä kiskokokoonpanoon ei voida pienentää induktanssia. (Guichon ym. 2006: 3.) Rakenteestaan johtuen laminoidulla kiskopaketilla voidaan säästää huomattavasti tilaa verrattuna erillisiin kiskoihin tai johtosarjoihin.

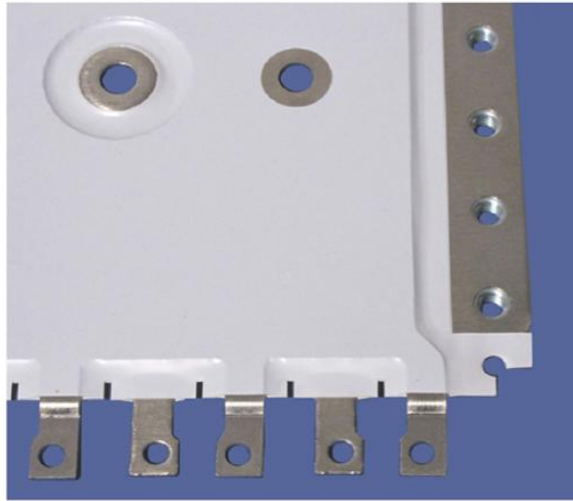
Kuvassa 68 nähdään perinteisesti toteutettu kiskosto sekä kiskosto, joka on toteutettu yhdellä laminoidulla kiskopaketilla.



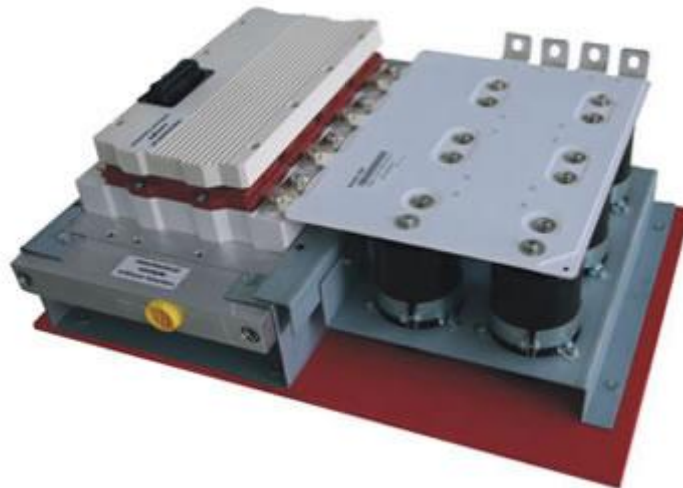
Kuva 68. Kiskoston perinteinen toteutus ja uusi kiskosto, jossa kaikki kiskot on laminoitu yhdeksi paketiksi (Storm Copper Components, Co 2010b: 2).

Laminoinnin jälkeen kiskosto on mekaanisesti hyvin jäykkä ja kestää hyvin mekaanista räsitusta. Lisäksi kiskosto kestää tuhansien volttien jännitettä kiskojen välillä. (Allocco 1997: 2.) Jäykällä kiskolla on kuitenkin myös haittapuolensa, jäykkä kisko voi aiheuttaa lämpölaajenemisen johdosta komponenttien rikkoontumisen.

Laminoituja kiskoja valmistaa jo useampikin yhtiö, esimerkiksi Zhejiang Guanhua Electric Co ja Storm Copper Components Co. Tällä hetkellä laminoituja kiskoja käytetään erilaisissa sähkötehon muuntimissa, kuljetuksessa, sotateknologian sovelluksissa sekä avaruusteknologiassa. (Zhejiang Guanhua Electric Co. 2010.) Esimerkki laminoidusta kiskosta nähdään kuvissa 69 ja 70.



Kuva 69. Laminoitu kisko (Storm Copper Components, Co 2010b: 3).



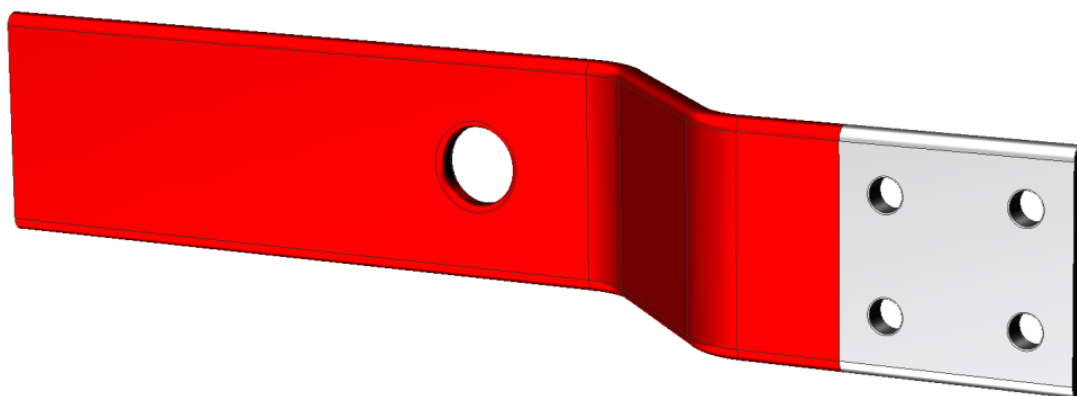
Kuva 70. Laminoitu kisko (Eagtop 2011).

6.1 Eistäminen

Yleisesti luullaan, että kiskojen väliin tarvitaan paksusti eristettä. Tämä ei kuitenkaan pidä paikkaansa vaan nykyaikaisilla eristeillä voidaan saavuttaa hyvinkin suuria jännitekestoisuuksia jo pienillä materiaalipaksuuksilla. Useimmiten eristeenä käytetään polyesteriä, epoksia, lasia, polyimidia, Nomex[®]:a ja DuPont[™] Tedlar[®] kalvoa tai epoksijauhemaalausta. (Allocco 1997: 3.)

Epoksijauhemaalaukseen eroaa muista eristysmateriaaleista. Siinä ei käytetä kiinteää kalvoa vaan epoksi jauhemaalataan kiskon pintaan. Jauheen määrää tarkkaillaan jännitteen, il-mavirran ja jauheen virtaaman avulla. Jauhe varataan negatiivisesti, jolloin se tarttuu hyvin maadoitettuun maalattavaan osaan. Tämän jälkeen kisko laitetaan uuniin, jossa kisko kuumennetaan. Kuumennuksessa jauhe sulaa ja muodostaa tasainen pinnan. (Storm Copper Components, Co 2010b: 4.)

Kuvassa 71 on epoksilla jauhemaalattu kisko. Kiskon terävät reunat on pyöristettävä, jotta jauhemaalain paksuus säilyy mahdollisimman vakiona ympäri kiskon.



Kuva 71. Epoksilla jauhemaalattu kisko (perustuu englanninkieliseen lähteeseen Storm Copper Components, Co 2010b: 4).

Eri eristeiden ominaisuuksia on esitetty taulukossa 6 ja 7. Taulukon 6 arvot ovat yhden lähteen arvoja. Arvoissa on jonkin verran heittoa lähteestä riippuen. Eristeen arvot kannattaa varmistaa suoraan valmistajalta, jotta voidaan olla varmoja arvojen oikeellisudesta. Esimerkiksi valmistajalta Kapton[®] löytyy monta erilaista eristettä, joiden kaikkien kauppanimi on Kapton[®].

Taulukko 6. Eristeiden ominaisuuksia (Storm Copper Components, Co 2010c).

	Jatkuvan käytön lämpötila (°C)	Suhteellinen permittiivisyys ϵ_r ASTM D150	Jännitteen kesto (kV/mm) ASTM D149	Paloturvallisuusluokka
Epoksi (FR4)	140	4,3	49,2	UL 94 V-O
Mylar [®] (PET)	105	3,3	137,8	UL 94 VTM-0
Tedlar [®] (PVF)	105	11,0	137,8	UL 94 HB
Teonex [®] (PEN)	160	3,4	196,9	UL 94 VTM-0
Nomex [®]	220	1,6	17 - 33	UL 94 V-0
Kapton [®]	200	3,7	196,9	UL 94 VTM-0
Epoksi jauhe- maalaus	130	4,0	31,5	UL 94 V-0

Taulukko 7. Formex[™] eristeiden ominaisuuksia (ITW Formex 2002).

	Paksuus	Jatkuvan käytön lämpötila °C	Suhteellinen permittiivisyys ϵ_r ASTM D150	Jännitteen kesto ASTM D149 (kV/mm)	Paloturvallisuusluokka
Formex [™] GK-5BK	0,005" \approx 0,13 mm	115	2,3	103	UL-94 VTM-0
Formex [™] -10	0,010" \approx 0,25 mm	95	2,3	70	UL-94 VTM-0
Formex [™] GK-10	0,010" \approx 0,25 mm	115	2,3	87	UL-94 VTM-0
Formex [™] GK-17	0,017" \approx 0,43 mm	115	2,3	57	UL-94 V-0
Formex [™] -18	0,018" \approx 0,46 mm	100	2,3	68	UL-94 V-0
Formex [™] -20BK	0,020" \approx 0,50 mm	100	2,3	56	UL-94 V-0
Formex [™] GK-30	0,030" \approx 0,76 mm	115	2,3	43	UL-94 V-0
Formex [™] -31	0,031" \approx 0,79 mm	110	2,3	48	UL-94 V-0
Formex [™] GK-40	0,040" \approx 1,00 mm	115	2,3	37	UL-94 V-0
Formex [™] GK-62	0,062" \approx 1,60 mm	115	2,3	29	UL-94 V-0
Formex [™] -94BK	0,094" \approx 2,40mm	110	2,3	24	UL-94 V-0
Formex [™] -125BK	0,125" \approx 3,20 mm	110	2,3	20	UL-94 V-0

Epoksilla on hyvä mekaaninen kesto. Mylar[®] on hinta-laatu -suhteeltaan hyvää. Sillä on myös hyvä kosteuden, kemikaalien ja repeämisen kesto. Mylar[®] on synteettisestä kalvoa ja sitä käytetään eristeenä hyvin laajalti. (Gill 2009: 43.) Tedlar[®] kestää hyvin kemikaaleja ja liuottimia ja lisäksi sillä on hyvät mekaaniset ominaisuudet. Teonex[®] kestää hyvin mekaanista rasitusta. Nomex[®] on aromaattista polyimidiä, kuten Kapton[®] (Gill 2009: 43.) Nomex[®] on hyvin tulenkestävää ja se kestää hyvin mekaanista kulutusta. (DuPont 2010.) Kapton[®] kestää korkeita lämpötiloja. Jauhemaalattu epoksi kestää hyvin kosteutta ja tulta sekä sen avulla voidaan eristää helposti monimuotoisiakin kappaleita. (Storm Copper Components, Co 2010c.)

Eristeen kaikki ominaisuudet ovat tärkeitä ja niiden tärkeysjärjestystä kannattaa miettiä tapauskohtaisesti. Tällä tavoin voidaan määrittää kuhunkin tapaukseen sopiva eristysmateriaali. Jos esimerkiksi kiskot eivät kuumene liikaa eikä tarvita mahdolloman suurta eristyskestoa, eristysaineeksi voidaan valita epoksi.

Eristeen suhteellisen permittiivisyyden vaikutus kiskojen kapasitanssiin kannattaa myös muistaa. Suuri suhteellinen permittiivisyys mahdollistaa suuremman kapasitanssin, joka johtaa pienempään kiskoston impedanssiin.

6.2 Eristeen vanheneminen

Laitteilta odotetaan tiettyä elinikää, jonka laite kestää hajoamatta, ja eristyksellä on tähän suuri vaikutus. Aikoinaan eristeen paksuutta lisättiin, kun eriste hajosi ennen aikojaan. Vanhoista ohjeista ja säännöistä johtuen monissa laitteissa on liiallisia ”turvamarginaaleja”. Esimerkiksi sähkömoottoreissa liiallinen eristäminen aiheuttaa suoraan laitteen koon kasvamisen, joka kasvattaa tuotantokustannuksia. Tästä huolimatta, tai juuriksi, osa 1900 luvun alkupuolella tehdyistä sähkömoottoreista on vieläkin toiminnassa. (Stone ym. 2004: 43.)

Välipiirikiskoissa liian paksu eriste aiheuttaa myös induktanssin kasvua. Tämä ei ole toivottavaa. Eristeen vanheneminen aiheutuu monen eri tekijän summana. Vanhentumista aiheuttavat rasitustekijät voidaan jakaa karkeasti neljään ryhmään. Englannin kie-

lellä puhutaan TEAM-rasituksista. Näitä rasituksia ovat lämpö (*thermal*), sähkö (*electrical*), ympäristö (*ambient*) ja mekaaniset (*mechanical*) rasitukset. (Stone ym. 2004: 45.)

6.2.1 Lämpörasitukset

Luonnollisesti korkea eristeen lämpötila lyhentää eristeen elinikää. Myös lämpötilan vaihtelut vaikuttavat eristeen elinikään. Kuparikisko on huomattavasti parempi johtamaan lämpöä kuin eriste. Kuparikiskon lämpötila nousee huoneen lämmöstä käyttölämpötilaan nopeasti, jolloin kisko myös laajenee nopeasti. Eriste johtaa lämpöä huonomin, jolloin aiheutuu rasitusta eristeen ja kiskon välille. Jatkuvat lämpötilan vaihtelut rasittavat eristettä entisestään. Toisaalta lämpimänä käyvät kiskot estävät kosteuden muodostumista. (Stone ym. 2004: 46.)

Vaihtosähkökentässä olevaan eristeeseen aiheutuu häviöitä, jotka muuttuvat lämmöksi. Eristeen lämpeneminen taas nostaa eristeen häviöitä, jotka edelleen lämmittävät eristettä. Kierro jatkuu kunnes eriste hajoaa. (Gill 2009: 35.)

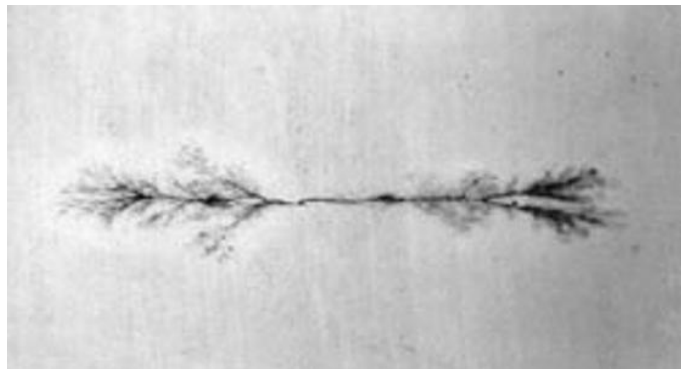
6.2.2 Sähköiset rasitukset

Sähköisten rasitusten aiheuttamaa ikääntymistä on tutkittu erityisesti sähkömoottorien kehittäjien keskuudessa. Näissä tutkimuksissa on todettu, että sähköisten rasitusten aiheuttama ikääntyminen on vähäistä, jos staattorin jännite on pienempi kuin 1000 V. Jännitteen noustessa alkavat sähköiset rasitukset lyhentämään eristeiden ikää. Eristeiden ikä laskee jännitteen kasvaessa, mikäli osittaispurkauksia (*partial discharges* PD) esiintyy. (Stone ym. 2004: 46.)

Osittaispurkaukset ovat pieniä sähköisiä kipinöitä, joita ilmestyy eristeen ilmakupliin tai eristeen pinnalle. Osittaispurkaus syntyy kun ilmakuplan yli oleva jännite ylittää ilmakuplan jännitekestoisuuden. Kipinät koostuvat elektroneista ja ioneista, jotka pommittavat eristettä. Orgaaniset aineet heikentyvät pommituksesta, koska se rikkoo näiden aineiden hiilivetysidoksia. Orgaanisiin aineisiin kuuluu suuri osa tällä hetkellä käytetyistä

eristeistä, esimerkiksi polyesteri, epoksi, Nomex[®], Kapton[®] ja Mylar[®]. Ajan kuluessa, elektroni- ja ionipommitus aiheuttaa eristeeseen reiän, jonka kautta aiheutuu läpilyönti ja laite rikkoutuu. Koska osittaispurkaukset johtuvat jännitteestä, on jännitteen suuruus merkittävä tekijä eristeen iälle. (Stone ym. 2004: 46.)

Kuvassa 72 nähdään eristeessä alkanutta hajoamista osittaispurkausten seurauksena. Kuluma muistuttaa muodoltaan puuta. Englannin kielessä ilmiötä kutsutaan nimellä ”*electrical treeing*”.



Kuva 72. Osittaispurkausten aiheuttamaa syöpymää eristeessä (Electric YouniversE 2011).

Sähkömoottoreissa taajuusmuuttajakäyttö lyhentää moottoreiden eristeiden ikää. Nopeat, suuret ja usein toistuvat jännitteennousut kasvattavat potentiaalieroja käämityksen johdinten välillä, josta aiheutuu osittaispurkauksia ja eristeen ikä lyhenee. Myös kytkentätaajuus on suuri, jolloin usein toistuvat pulssit kasvattavat osittaispurkausten määrää. (Stone ym. 2004: 47,158.)

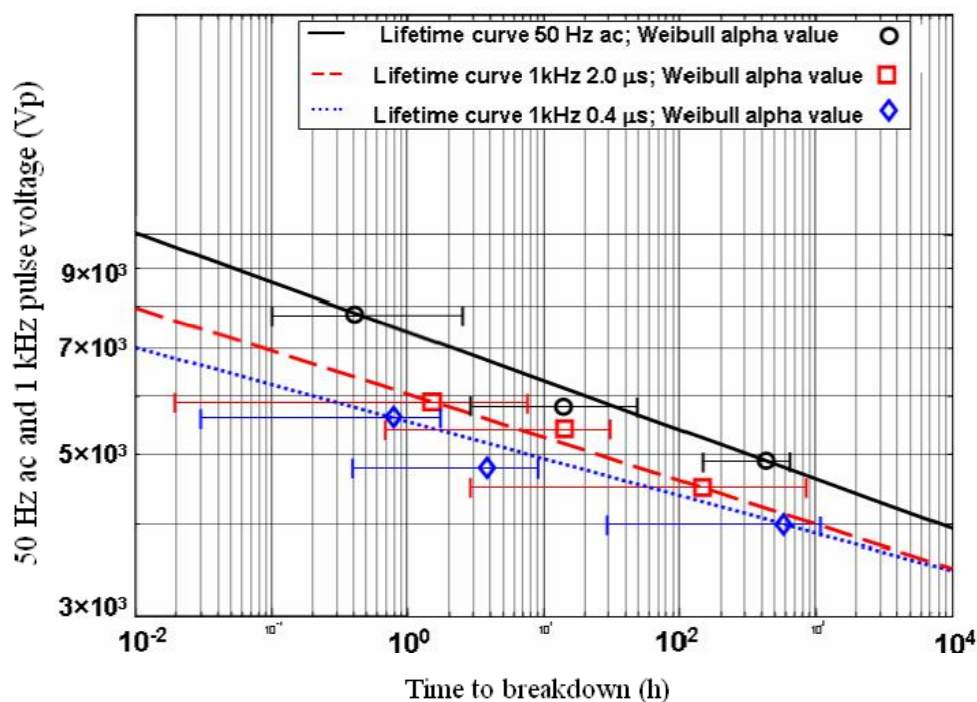
Moottoreiden elinikää voidaan kuitenkin nostaa suodattamalla taajuusmuuttajan jännitettä ja virtaa sinimuotoisemmaksi tai käyttämällä kolmi- tai useampitasoista vaihtosuuntaajaa.

Moottoreiden käämeissä ilmenevistä osittaispurkauksista ei voida kuitenkaan suoraan vetää johtopäätöstä suurien jännitteenousunopeuksien vaikutuksesta osittaispurkauksiin muissa laitteissa.

Osittaispurkauksia on mitattu monissa eri tilanteissa. Eräässä testissä käytettiin kahta kuparijohdinta, joiden välillä oli 0,2 mm mica-eristeteippiä. 50 Hz sinijännitteellä osittaispurkauksia ilmestyi 1,7 kV jännitteellä. Pulssimaisella jännitteellä, jonka taajuus oli 500 Hz ja pulssin nousureuna oli 2 μs , osittaispurkaukset ilmestyivät 1,4 kV taajuudella. (Sahlen ym. 2010: 3.)

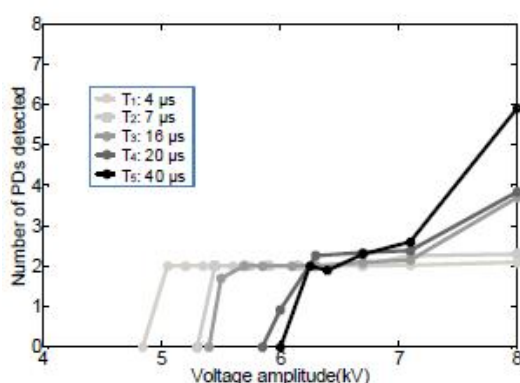
Saman tutkimuksen mukaan 1 kHz pulssimainen jännite lyhentää eristeen elinikää noin 20-kertaisesti 50 Hz sinijännitteeseen verrattuna. Tutkimuksessa ei havaittu selvää eroa eristeen vanhenemisessa 50 Hz pulssimaisen ja 50 Hz sinimuotoisen jännitteen välillä. Tulosten perusteella jännitteen taajuudella on suuri merkitys osittaispurkausten synty-miseen. (Sahlen ym. 2010: 4.)

Jännitteennousunopeuden vaikutusta osittaispurkauksiin on tutkittu jonkin verran. Eri jännitteennousunopeuksilla on huomattu pieni ero eristeiden kestävydessä ja pidem-mällä jännitteennousunopeudella saavutettiin pidempi eristeen ikä. Tulokset nähdään kuvassa 73. Erot ovat kuitenkin pieniä. (Sahlen ym. 2010: 4.)



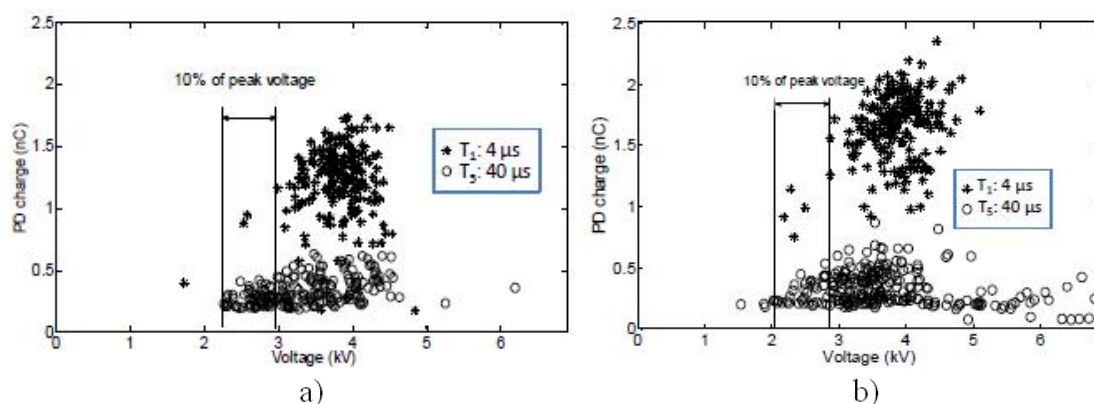
Kuva 73. Eristeen hajoamiseen kuluva aika (Sahlen ym. 2010: 4).

Osittaispurkaukset eivät ole kuitenkaan niin yksiselitteisiä. Toisen tutkimuksen mukaan lyhyillä jännitteenousunopeuksilla osittaispurkaukset ilmestyvät aikaisemmin kuin pitkällä nousunopeuksilla, mutta pitkällä nousunopeuksilla osittaispurkauksia ilmenee epä-säännöllisemmin sekä enemmän kuin lyhyillä nousunopeuksilla. Tämä nähdään kuvasta 74. Osittaispurkauksia on testattu kolmen 0,75 mm paksun polykarbonaattilevyn avulla, jotka on puristettu yhteen. Keskimmaiseen levyyn on porattu 3,5 mm reikä, jonka avulla osittaispurkauksia tutkitaan. (Hammarström ym. 2011: 2.)



Kuva 74. Osittaispurkaukset eri jännitteenousunopeuksilla (Hammarström ym. 2011: 2).

Lisäksi jännitteenousunopeus vaikuttaa jonkin verran osittaispurkauksen suuruuteen. Suurilla nousunopeuksilla purkaus on suurempi kuin pienillä nousunopeuksilla. Lisäksi jännitteen suuruus lisää purkausten voimakkuuksien eroja. Osittaispurkauksien suuruus 6,2 kV ja 7,1 kV jännitteellä nähdään kuvassa 75.

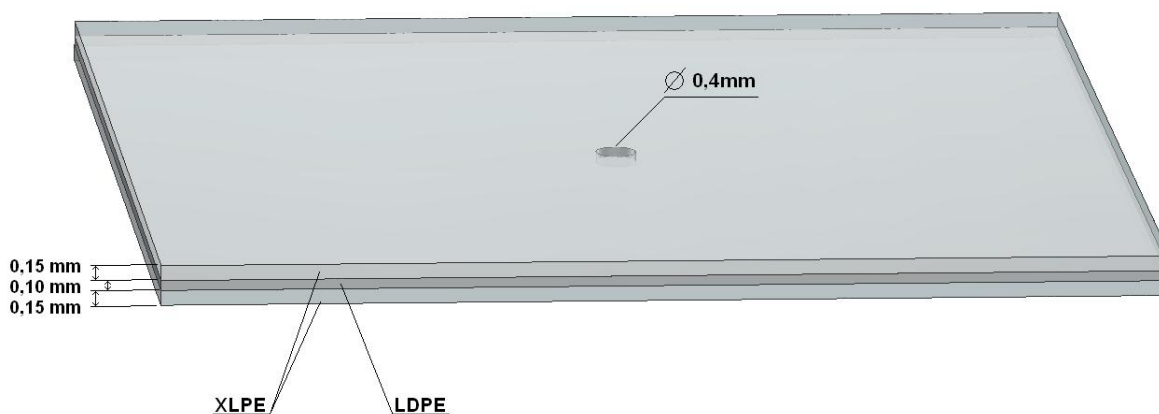


Kuva 75. Osittaispurkausten voimakkuus jännitteillä 6,2 kV (a) ja 7,1 kV (b) (Hammarström ym. 2011: 4).

6.2.3 Ympäristöstä aiheutuvat rasitukset

Ympäristön rasitukset, jotka aiheuttavat eristeen vanhenemista, koostuvat monesta eri tekijästä. Vanhenemista aiheuttaa esimerkiksi kiskoihin kondensoitunut kosteus, ilmankosteus, jäähtytysilman mukana tulevat epäpuhtaudet, lika sekä säteily. Kosteaa ilmaa ja metallipölyä voivat esimerkiksi muodostaa johteita, mikäli ne pääsevät laitteen sisälle. Kosteaa ilmaa johtaa myös sähköä paremmin kuin kuiva ilma, jolloin suuri ilmankosteus voi aiheuttaa osittaispurkausten vaaran laitteen sisällä. Säteily taas voi muuttaa eristeen sidoksia, joka heikentää eristeen kestävyyttä. Kuitenkin säteilyä esiintyy vain harvoissa paikoissa, kuten esimerkiksi ydinvoimaloissa. (Stone ym. 2004: 48.)

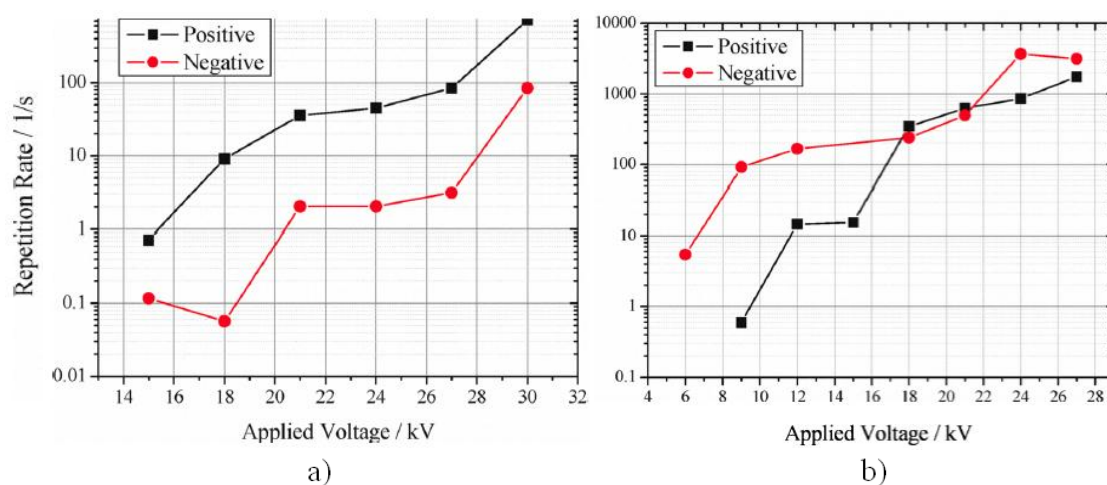
Ympäristön vaikutuksia osittaispurkauksiin on tutkittu kuvan 76 testauslaitteistolla. Testilaitte on hyvin samanlainen kuin sähköisten rasitusten tutkimisessa käytetty testilaitte. Kahden polyeteenilevyn (XLPE) välissä on pienitiheksinen polyeteenilevy (LDPE). LDPE levyssä on 0,4 mm reikä, jonka avulla tutkitaan osittaispurkauksia. (Chen ym. 2009: 1.)



Kuva 76. Osittaispurkausten testauskappale (perustuu englanninkieliseen lähteeseen Chen ym. 2009: 1).

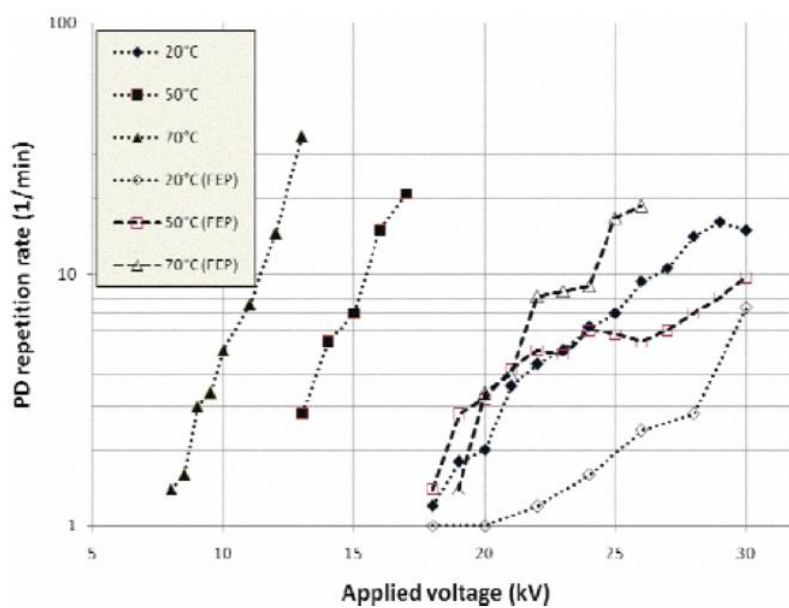
Pinnalle ilmestyviä osittaispurkauksia tutkittiin asettamalla päällimmäisen XLPE -levyn päälle neulanmallinen elektrodi. Testi tehtiin negatiivisella ja positiivisella tasajännitteellä. Ilmankosteuden vaikutusta osittaispurkauksiin tutkittiin huoneenlämmössä kahdella eri ilmankosteudella. Ilmankosteudet olivat 30 % ja 80 %. Testin tulokset nähdään

kuvassa 77. Vasemmanpuoleisessa taulukossa ilmankosteus on 30 % ja oikeanpuolimaisessa 80 %. Pystyakselilla on osittaispurkausten lukumäärä sekunnissa ja vaak akselilla on käytetty jännite. On huomattava, etteivät taulukoiden skaalat ole keskenään samat. 30-prosenttisessa ilmankosteudessa osittaispurkauksia alkoi esiintyä 15 kV kohdalla, kun 80-prosenttisessa ilmankosteudessa osittaispurkaukset alkoivat jo 6 kV jännitteellä. (Chen ym. 2009: 2.)



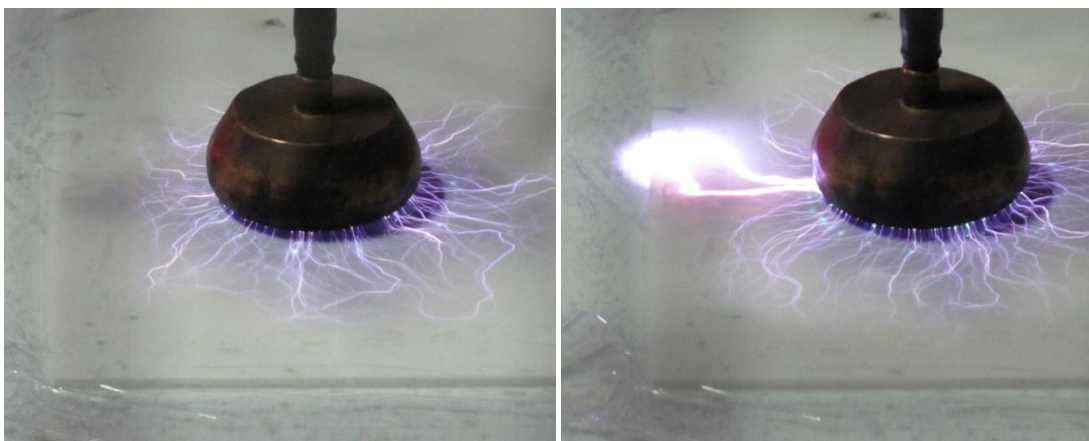
Kuva 77. Osittaispurkauksien ilmestyminen ilmankosteuksilla 30 % (a) ja 80 % (b) (Chen ym. 2009: 2).

Sisäisten osittaispurkauksien mittaamiseen käytettiin kahta elektroodia. Testissä tarkasteltiin osittaispurkausten ilmentymistä 20 °C, 50 °C ja 70 °C lämpötiloissa. Testi tehtiin tasajännitteellä. Tulokset nähdään kuvassa 78. Testejä jatkettiin laittamalla 40 µm paksuinen fluorattu etyleenipropyleenilevy (FEP) elektronin ja pinnan väliin. Nämä tulokset näkyvät myös kuvassa 78. Lämpötilalla ja ilmankosteudella on todistettavasti huomattava vaikutus osittaispurkausten ilmestymiseen.



Kuva 78. Osittaispurkaukset eri lämpötiloissa (Chen ym. 2009: 3).

Kuvassa 79 nähdään osittaispurkauksia ja eristeen pintaa pitkin kulkeva läpilyönti alla olevaan maapotentiaaliin. Kuvat eivät ole edellä esitetystä esimerkistä.



Kuva 79. Osittaispurkauksia eristeen pinnalla ja pintaa pitkin kulkeva läpilyönti.

6.2.4 Mekaaniset rasitukset

Eristettä vanhentavia mekaanisia rasituksia ovat kiskojen väliset voimat, lämpölaajenemisesta johtuvat voimat, sekä asennustavasta tai huonosta suunnittelusta johtuvat jännitykset asennuksen jälkeen. Myös eristeeseen valmistuksen aikana mahdollisesti tulleet virheet korostuvat mekaanisten rasitusten alla. Myös laitteen värinä saattaa aiheuttaa eristeen rikkoontumisen.

6.2.5 Osittaispurkaukset välipiirikiskoissa

Kaksikerroksisessa kiskossa kiskot on asetettu hyvin lähelle toisiaan ja ne peittävät toisensa hyvin. Kun kiskot peittävät toisensa hyvin, niiden magneettikenttä on lähes sama ja magneettikenttä indusoi kiskoihin lähes saman jännitteen. (Schanen ym. 2008: 3.)

Koska välipiirijännite on suhteellisen matala, jännitteen muutosnopeus ja vaihtelu on pientä, niin voidaan todeta, että osittaispurkausten riski on pieni. Laminoitujen kiskojen valmistajat tekevät myös osittaispurkaustestejä kiskoille, joka pienentää tuotantoon otettävien kiskojen osittaispurkausriskiä. (Idealec 2011: 1.) Myöskään yhtään tieteellistä artikkelia, koskien kiskojen välisistä osittaispurkauksista, ei löytynyt.

6.3 Reunatyypit

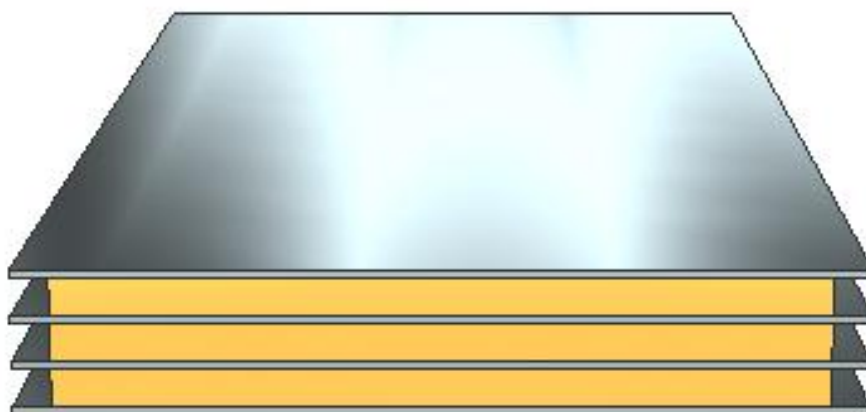
Koska laminoidut kiskot ovat päällekkäin, täytyy suunnittelijan varmistaa, että ryömintätiet kiskojen reunoilla pysyvät riittävän suurina. Suunnittelijan täytyy siis miettiä tilanteen mukaan, mikä toteutustapa on paras. Neljä yleisintä reunan toteutustyyppiä ovat avoin reuna, kokoonpuristettu reuna, epoksitäytteinen reuna ja G10-reuna. (Allocco 1997: 3.)

6.3.1 Avoin reuna

Avoimessa reunassa eristelevyjä ei puristeta yhteen, joten ryömintätie täytyy ottaa huomioon kiskoja suunniteltaessa. Standardin UL-508C mukaan 460 V tasajännitevälipiiril-

linen taajuusmuuttaja tarvitsee eristeen, joka ulottuu 5 mm kiskojen reunan yli. (Allocco 1997: 3.) Avoin reuna on reunatyypeistä halvin toteuttaa. (Storm Copper Components Co 2012: 14.)

Avoimen reunan periaate nähdään kuvassa 80. Kuvassa kiskot ovat keltaisia ja laminointia on merkitty harmaalla.



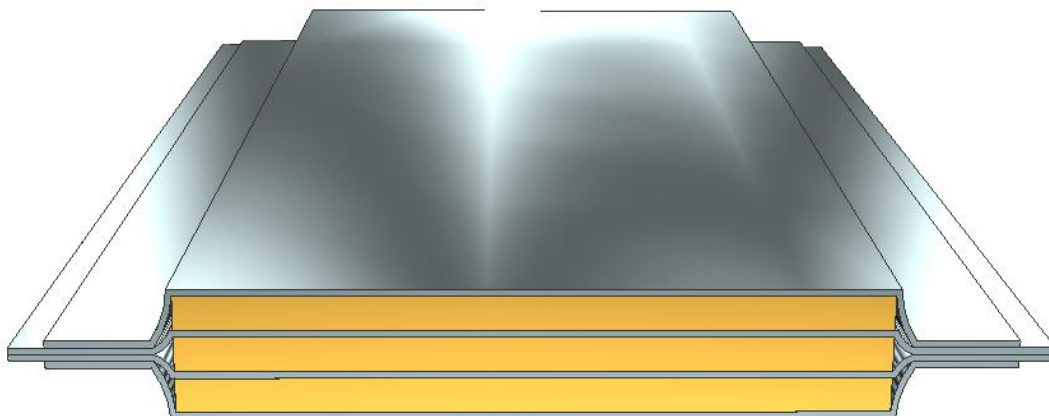
Kuva 80. Avoin reuna.

6.3.2 Kokoonpuristettu reuna

Kokoonpuristettu reuna on kuin avoin reuna, mutta eristeiden reumat on puristettu yhteen. Tässä tapauksessa ryömintäteitä ei käytännössä ole, koska eriste ympäröi kiskon täysin. Eristeen reunan täytyy ulottua kiskon reunojen yli niin, että eristeiden reumat voidaan luotettavasti liittää yhteen.

Ylitys voi olla samansuuruinen kuin avoimen reunan tapauksessa. Reunojen yhteen liittämisen kannalta ylitys kannattaa olla 1.5–2-kertainen kiskon paksuuteen verrattuna. (Allocco 1997:3.)

Kokoonpuristetun reunan periaate on esitetty kuvassa 81.

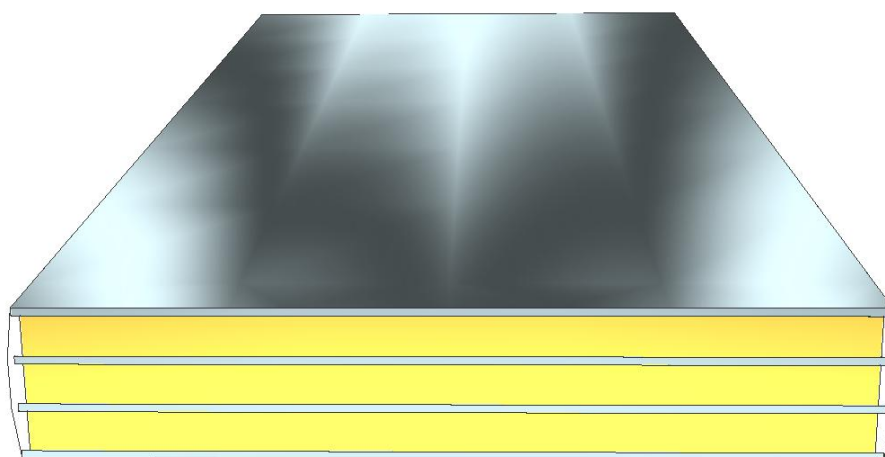


Kuva 81. Kokoonpuristettu reuna (perustuu englanninkieliseen lähteeseen Allocco 1997: 5).

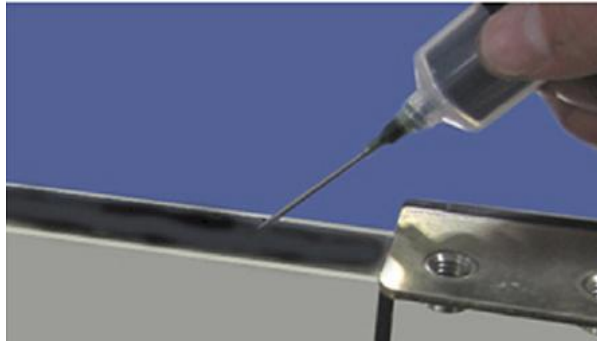
6.3.3 Epoksitäytteinen reuna

Epoksitäytteistä reunaa käytetään kun ei ole mahdollista saavuttaa tarvittavia ilmavälejä tai ryömintäteitä muilla tavoilla. Epoksireunalla voidaan saavuttaa kompaktimpi rakenne kuin avoimella tai kokoonpuristetulla reunalla. (Allocco 1997: 3.)

Epoksitäyteisen reunan periaate nähdään kuvassa 82. Epoksi on kuvattu valkoisella. Kuvassa 83 puolestaan viimeistellään epoksitäytteistä reunaa.



Kuva 82. Epoksitäytteinen reuna (perustuu englanninkieliseen lähteeseen Allocco 1997: 5).



Kuva 83. Epoksitäytteisen reunan viimeistely (Storm Copper Components Co 2010b: 3).

6.3.4 G10-reuna

G10-reuna on samantyylinen kuin epoksitäytteinen reuna. G10-lasi laminoidaan kiskon reunaan. Kiskot voidaan myös jauhemaalata epoksilla, jonka jälkeen kiskot yhdistetään paineessa muovautuvalla teipillä, hartsikyllästetyllä teipillä tai epoksilla. (Allocco 1997: 3.)

6.4 Sähkömagneettisten häiriöiden minimointi

Tehoelektronikkasovelluksien käyttö on kasvanut huomattavasti viime vuosina. Tehoelektronikkasovellukset ovat kuitenkin hankalia sähköisen yhteensopivuuden (EMC) kannalta. Sovelluksissa käytetään korkealla taajuudella kytkeviä puolijohdekomponentteja, jotka aiheuttavat häiriöitä. Nämä komponentit ovat johtuvien ja säteilevien häiriöiden (EMI) päälähteitä. (Caponet ym. 2000: 1.)

Kiskoissa häiriöt aiheutuvat impedanssista, joten impedanssi täytyy pitää mahdollisimman pienenä. Tämä onnistuu kasvattamalla kapasitanssia tai pienentämällä induktanssia, kuten yhtälöstä

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (17)$$

voidaan todeta.

Kiskoissa hajainduktanssin muodostumista voidaan pienentää kiskon poikkipinta-alan ja profiilin muutoksilla. Myös kiskojen päällekkäisyydellä on suuri vaikutus induktanssiin. Näiden tekijöiden optimoinnilla voidaan pienentää sähkömagneettisia häiriöitä. Hajainduktanssista ja sen pienentämisen vaikutuksista on kerrottu enemmän kappaleessa *Välipiiritopologiat ja impedanssien optimointi*.

Hajainduktanssia voidaan pienentää keskinäisinduktanssia lisäämällä. Näin saadaan pienennettyä kytkennän aikana ilmaantuvia ylijännitepiikkejä, jotka aiheuttavat sähköisiä häiriöitä.

Kiskon kokoa suunniteltaessa täytyy myös varmistaa, että kiskoon ei muodostu seisovaa aaltoa. Seisova aalto voi ilmetä, jos kiskon pituus on $\lambda/4$. IGBT-moduulien tyypillinen jännitteen laskunopeus (t_f) on 40 ns. (Caponet ym. 2000: 2.) Tällöin taajuuden

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot t_f} = \frac{1}{2\pi \cdot 40 \cdot 10^{-9}} = 4MHz \quad (18)$$

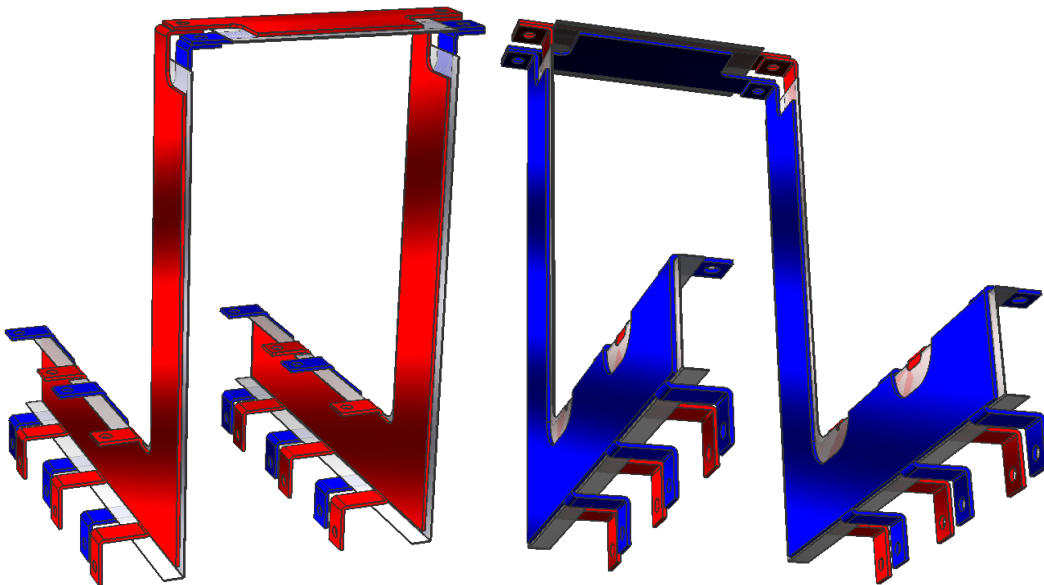
kautta voidaan laskea kriittinen kiskon pituus

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 10^6} = 75m \quad (19)$$

Tästä $\lambda/4$ on noin 19 m, joten voidaan todeta, etteivät välipiirikiskojen seisovat aallot ole käytännössä ongelma nykyisillä tehokomponenteilla. Kuitenkin tehokomponenttien kytkentäajat, nousu- ja laskureunojen kestoajat lyhenevät jatkuvasti, joten tulevaisuudessa seisovat aallot täytyy ottaa huomioon kiskojen suunnittelussa.

7. ERÄÄN KISKOSTORAKENTEEN TOTEUTUS JA ANALYSOINTI SIMULAA- TIOIN

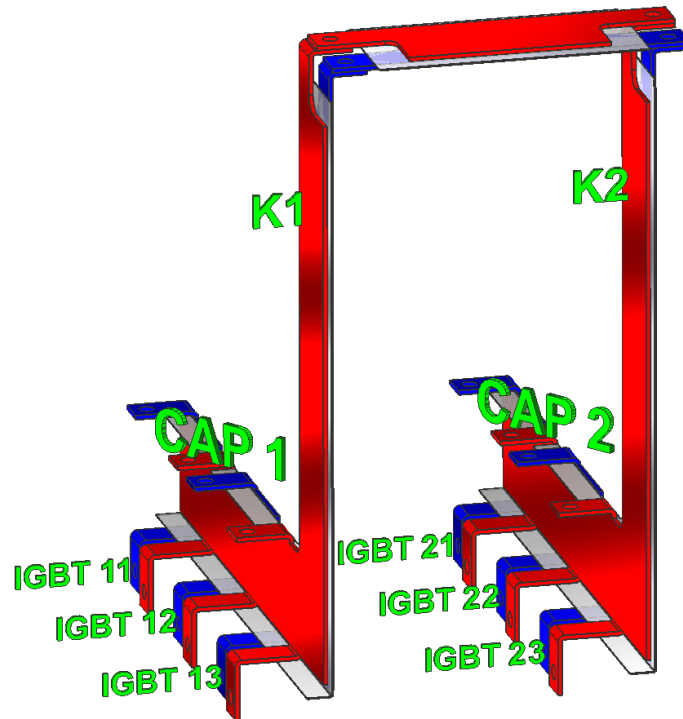
Tarkasteltava kiskosto poikkeaa jonkin verran perinteisestä taajuusmuuttajan välipiiri-kiskostosta. Perinteisessä taajuusmuuttajassa välipiirikiskoilla yhdistetään tasasuuntaaja, kondensaattorit ja vaihtosuuntaaja. Kiskosto sijaitsee taajuusmuuttajan rungon sisällä. Tarkasteltavassa tapauksessa käytetään erillistä laitetta tasasuuntaajana ja vaihtosuuntaajana. Tasa- ja vaihtosuuntaaja eivät siten ole saman rungon sisällä ja välipiirin kiskot tulevat osittain ulos laitteen rungon sisältä. Välipiirikiskot yhdistävät näiden laitteiden IGBT-moduulit ja kondensaattorit. Kiskosto täytyy olla katkaistavissa, jotta tarvittaessa tasa- ja vaihtosuuntaaja voidaan helposti asentaa tai irrottaa. Helppo asennettavuus nopeuttaa asentamista ja huoltoa. Kiskoston alkuperäinen malli on esitetty kuvassa 84.



Kuva 84. Alkuperäinen kiskosto.

Kiskot on väritetty punaisella (DC+) ja sinisellä (DC-) potentiaalien havainnollistamiseksi. Eriste näkyy kiskojen välissä vaalealla. Kiskoston yläosassa näkyvät tasa- ja vaihtosuuntaajan yhdistävät kiskot. Alempana näkyvät kondensaattorien napoihin tulevat laipat. Kaikkein alimpina ovat IGBT-moduuleihin kiinnitettävät laipat. Samoihin laipoihin IGBT-moduulien kanssa kiinnitetään myös vaimennuskondensaattorit.

Laipat nimettiin simulointia varten. Laipoista käytetyt nimitykset nähdään vihreällä kuvassa 85. Kiskoston vasemmanpuoleinen osa on nimetty K1:ksi ja oikeanpuoleinen K2:ksi. K1-puolella olevat kondensaattorit on kytketty rinnan. Sama operaatio on tehty K2-puolella. Tällöin samalla puolella olevia kondensaattoreita voidaan simuloida yhtenä pakettina.



Kuva 85. Kiskoston simuloinnissa käytetyt nimet.

Kiskoston simulointiin on käytetty Ansysin Q3D Extractor -simulointiohjelmaa. Q3D on piirilevyjen sekä tehoelektronikan komponenttien suunnittelijoille tarkoitettu ohjelmisto. Q3D käyttää kapasitanssi-, konduktanssi-, induktanssi- ja resistanssimatriisien ratkaisemiseen integraaliyhtälöitä (esimerkiksi Maxwellin yhtälöitä) sekä FEM -laskentaa. Ohjelmalla voi laskea tehokkaasti kaksi- ja kolmiulotteisia sähkömagneettisia kenttiä. Q3D:tä voidaan käyttää myös muiden Ansysin ohjelmistojen kanssa. Simuloitavan mallin parametrit voidaan siirtää Q3D:stä suoraan Ansysin Simplorer -ohjelmistoon. (Ansys 2011a.)

Ansys Simplorer on puolestaan virtapiirien suunnitteluohjelmisto. (Ansys 2011b.) Ohjelmia yhdistämällä voidaan saavuttaa realistisia simulointimalleja.

Suurtaajuiset ylijännitepiikit täytyy pitää mahdollisimman pieninä, joten vaimennuskondensaattoreiden kautta kulkevan kommutointireitin induktanssit täytyy myös olla mahdollisimman pienet. Tällöin jännitepiikki ei kasva pienen induktanssin johdosta suureksi ja suodattuu vaimennuskondensaattorissa. Suurilla, megahertsien suuruisilla, taajuuksilla kiskojen induktiivinen reaktanssi (X_L) on suuri ja pienikapasitanssisten vaimennuskondensaattoreiden kapasitiivinen reaktanssi (X_C) on pieni, jolloin virta kiertää vaimennuskondensaattoreiden kautta. Pienillä, kilohertsien suuruisilla, taajuuksilla kiskojen X_L on pieni ja pienikapasitanssisten vaimennuskondensaattoreiden X_C on suuri, jolloin virta kiertää suurikapasitanssisten välipiirin kondensaattoreiden kautta. Reaktanssit voidaan laskea

$$X_L = \omega L = 2\pi f L \quad \text{ja} \quad (20)$$

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C}. \quad (21)$$

Ratkaisutaajuutena käytetään kommutointitaajuutta, joka saadaan IGBT-tehokomponentin laskureunan keston mukaan. Simulointia varten PWM-pulssien taajuus täytyy muuttaa sinikäyrän taajuutta vastaavaksi. Ratkaisutaajuus voidaan laskea

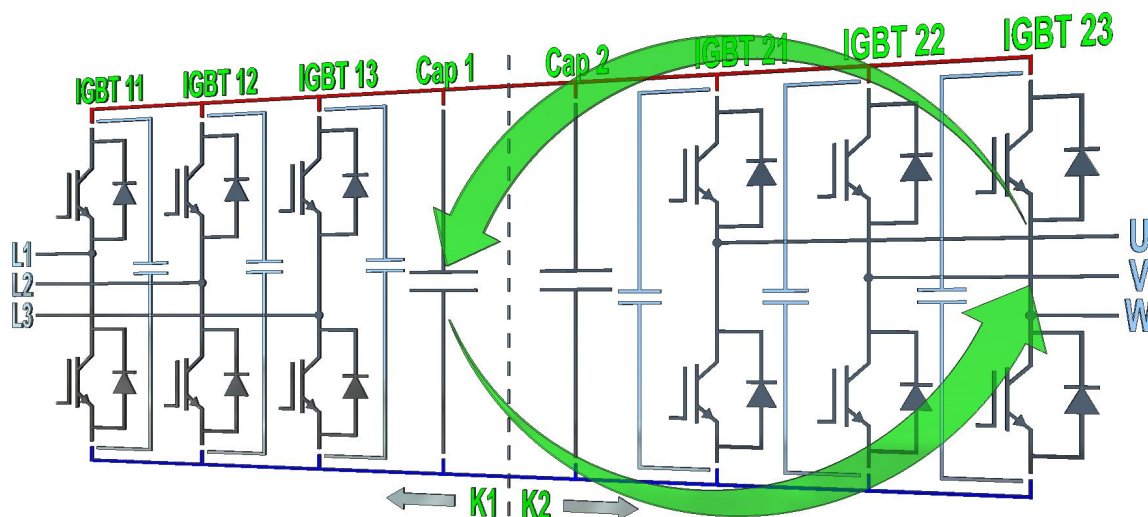
$$f_c \sim \frac{1}{\pi \cdot t_f} = \frac{1}{\pi \cdot 180 \cdot 10^{-9}} \approx 2 \text{ MHz}, \quad (22)$$

missä t_f on IGBT:n virran laskureunan kesto. (Saunders ym. 1996.) Kiskosto simuloitiin edellä lasketulla 2 MHz vaihtovirralla. Simuloimalla saatiin kiskolle laskettua induktanssit. On huomattava, että nämä induktanssit pätevät vain 2 MHz taajuudelle, eikä niitä voi suoraan verrata esimerkiksi kytkentätaajuuden induktansseihin. Alkuperäisen kiskoston simuloitua induktanssit nähdään taulukossa 8. Taulukossa on laskettu induktansseja eri kommutointireiteille. Yhtenä kommutointireittinä on laskettu virran reitin induktanssi IGBT-tehokomponentin ja välipiirin kondensaattorin kautta. Toisena kommutointireittinä on laskettu virran reitin induktanssi IGBT-tehokomponentin ja vaimennuskondensaattorien kautta. Esimerkiksi taulukossa 8 rivi ”IGBT 23 Cap 1” tarkoittaa sitä,

että induktanssi on laskettu kommutointireitiltä, joka alkaa IGBT-moduulin 23 navasta ja kulkee kondensaattorin Cap 1 napaan, jatkaa Cap 1 toisesta navasta ja palaa takaisin IGBT-moduulin 23 toiseen napaan. Tällä on haluttu selvittää induktanssia, joka muodostaa jännitteen IGBT-moduulin yli. Kuva 86 selventää tätä kommutointireittiä.

Taulukko 8. Alkuperäisen kiskoston induktanssit.

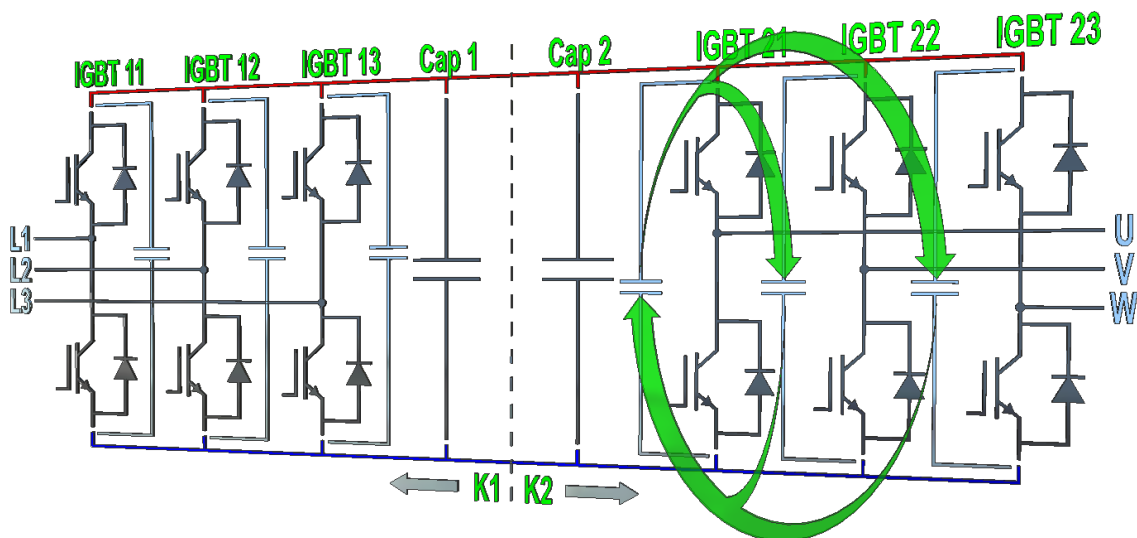
Induktanssit välillä		L (nH)
IGBT 11	Cap 1	24,25
IGBT 12	Cap 1	24,81
IGBT 13	Cap 1	24,50
IGBT 11	Cap 2	97,00
IGBT 12	Cap 2	95,82
IGBT 13	Cap 2	95,35
IGBT 21	Cap 1	97,32
IGBT 22	Cap 1	95,47
IGBT 23	Cap 1	94,79
IGBT 21	Cap 2	23,78
IGBT 22	Cap 2	23,99
IGBT 23	Cap 2	23,93
IGBT 11	IGBT 12,13	31,37
IGBT 12	IGBT 11,13	31,88
IGBT 13	IGBT 11,12	31,53



Kuva 86. Kommutointi välipiiriin kondensaattorin Cap1 ja kiskon K2 IGBT 23:n kautta.

Mikäli induktanssi vaimennuskondensaattorien välillä on pieni, osallistuvat muidenkin vaiheiden vaimennuskondensaattorit ylijännitepiikin pienentämiseen. Tätä on tutkittu

kytkemällä muiden vaiheiden vaimennuskondensaattorit rinnan ja simuloimalla reitin induktanssia. Tätä tilannetta selventää kuva 87. Kuvan tilanne on taulukossa 8 kohta ”IGBT 11 – IGBT 12,13”, joka tarkoittaa sitä, että virran kommutoidessa IGBT 11:n kautta, lasketaan induktanssi IGBT 12 ja 13 rinnankytkennän kautta. Kaikissa simuloineissa kondensaattoreiden navat on oikosuljettu ja IGBT-moduulien ja kondensaattoreiden sisäisiä induktansseja ei oteta huomioon. Todellisuudessa kondensaattoreiden ja kiskojen välillä on myös keskinäisinduktanssia. Vaimennuskondensaattoreiden pienestä koosta johtuen ja simuloinnin yksinkertaistamiseksi tämä on jätetty esimerkissä huomiomatta ja tarkastella pelkästään kiskoston induktansseja.

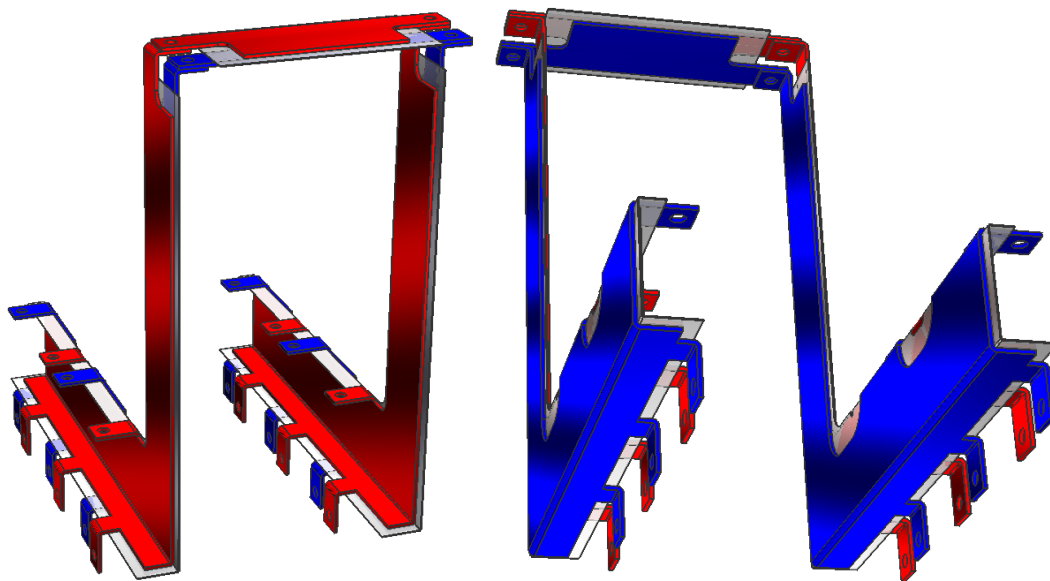


Kuva 87. Vaimennuskondensaattorien rinnantoiminta U-vaiheen kommutoidessa.

Induktanssit ovat suhteellisen samankokoisia kun tarkastellaan saman suuntaajan IGBT-moduulien ja kondensaattorien välisiä arvoja. Kuitenkin vaimennuskondensaattorien väliset induktanssit ovat suuret. Induktansseista päätellen tässä tapauksessa kommutointivirta kiertäisi vaiheen vaimennuskondensaattorin lisäksi helpommin välipiirin kondensaattorin kuin muiden vaiheiden vaimennuskondensaattorien kautta. Näissä induktansseissa ei ole kuitenkaan otettu huomioon kondensaattoreiden sisäisiä induktansseja. Välipiirin kondensaattorien sisäinen induktanssi on suurempi kuin vaimennuskondensaattoreiden sisäinen induktanssi. Vaimennuskondensaattoreiden induktansseja on tutkittu vain tasasuuntaajan puolella, koska kummankin suuntaajan kiskot ovat identtiset, jolloin induktanssitkin ovat samat.

Kiskostossa ei ole hyödynnetty päällekkäisyyttä niin paljon kuin sitä olisi mahdollista hyödyntää. Erityisesti IGBT-moduulien laippojen päällekkäisyyttä voidaan parantaa. Syy, miksi päällekkäisyyttä ei ole käytetty on se, että kondensaattorit voidaan helposti asentaa ruuvivääntimellä jatkovarren avulla. Jos asennuksessa otetaan käyttöön kulmallinen jatkovarsi, voidaan kiskojen päällekkäisyyttä hyödyntää huomattavasti enemmän.

Kiskoston seuraavassa versiossa (Rev B) päällekkäisyyttä on lisätty ja simuloinnin avulla on tarkasteltu muutosten vaikutusta. IGBT-moduulien laippojen päällekkäisyyttä on myös parannettu. Muutokset näkyvät kuvassa 88.



Kuva 88. Kiskosto (Rev B).

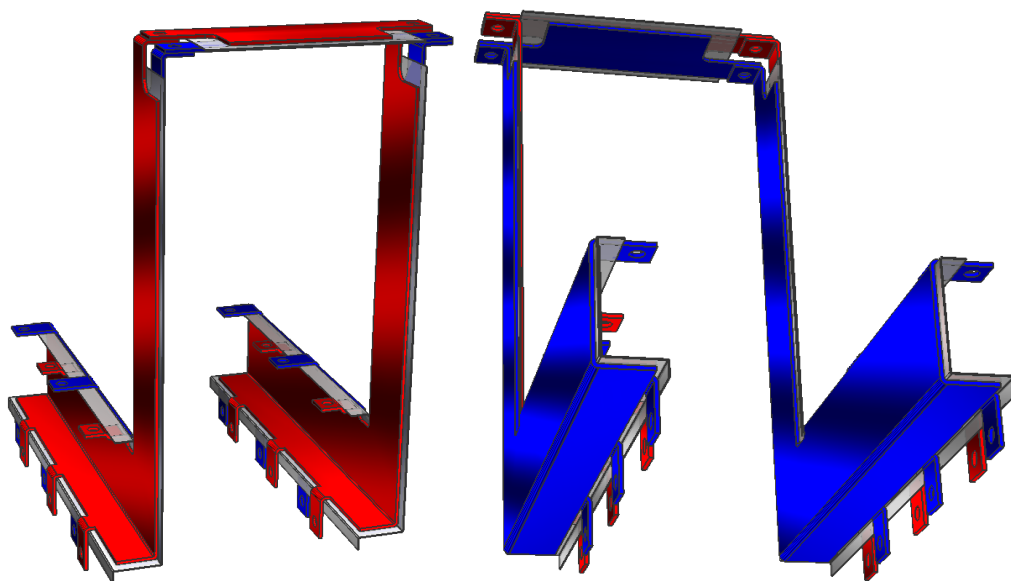
Muutos ei vaikuta suurelta. Edellä on kuitenkin esitetty esimerkkejä, jotka todistavat kiskojen päällekkäisyyden tärkeyden. Taulukossa 9 on esitetty muutetun kiskoston induktanssit ja laskettu induktanssien ero alkuperäiseen kiskostoon.

Taulukko 9. Muutetun kiskoston (Rev B) induktanssit.

Induktanssit välillä		L (nH)	Ero (%)
IGBT 11	Cap 1	14,66	-39,5
IGBT 12	Cap 1	14,85	-40,1
IGBT 13	Cap 1	14,70	-40,0
IGBT 11	Cap 2	85,53	-11,8
IGBT 12	Cap 2	84,38	-11,9
IGBT 13	Cap 2	83,98	-11,9
IGBT 21	Cap 1	85,85	-11,8
IGBT 22	Cap 1	84,40	-11,6
IGBT 23	Cap 1	83,87	-11,5
IGBT 21	Cap 2	14,63	-38,5
IGBT 22	Cap 2	14,56	-39,3
IGBT 23	Cap 2	14,37	-39,9
IGBT 11	IGBT 12,13	16,58	-47,1
IGBT 12	IGBT 11,13	16,97	-46,8
IGBT 13	IGBT 11,12	16,70	-47,0

Huomataan, että jo pienillä muutoksilla voidaan vaikuttaa huomattavasti induktansseihin. Suurimmat muutokset ovat tapahtuneet saman suuntaajan kondensaattorien ja IGBT-moduulien välillä, sekä vaimennuskondensaattorien induktanssien välillä. Tasa- ja vaihtosuuntaajan väliset induktanssit ovat kuitenkin hyvin suuria. Induktanssien suuruus johtuu sekä pitkästä välimatkasta suuntaajien välillä että kiskoston epäsymmetriasta muodosta.

Kiskojen kondensaattoreiden laipat ovat samassa tasossa DC-miinus-kiskossa ja DC-pluskiskossa. Eriste on jouduttu taivuttamaan kiskojen välistä, jotta ryömintäetäisyydet pysyvät tarpeeksi suurina. Eristeeseen on jouduttu tekemään leikkaus DC-pluskiskon laipankohdalle, koska muuten eristettä ei voisi taittaa. Leikkauksesta johtuen ryömintäetäisyydet eivät pysyneet sallituissa mitoissa ja DC-minuskiskoon on jouduttu tekemään leikkaukset. Nämä leikkaukset nähdään selvästi kuvassa 88 DC-miinus-kiskon takapuolella. Leikkaukset voidaan poistaa, mikäli eristettä ei tarvitse leikata laippojen kohdalta. Tämä on mahdollista, mikäli DC-pluskiskon kondensaattoreiden laippoihin tehdään pieni taitos, johon eriste mahtuu. Kuvassa 89 on tehty pieni lisätaivutus DC-pluskiskon laippoihin, jolloin leikkauksista on voitu luopua. Samalla kiskojen päällekkäisyyttä on jatkettu IGBT-moduulien laippojen kohdalta.



Kuva 89. Kiskosto (Rev C).

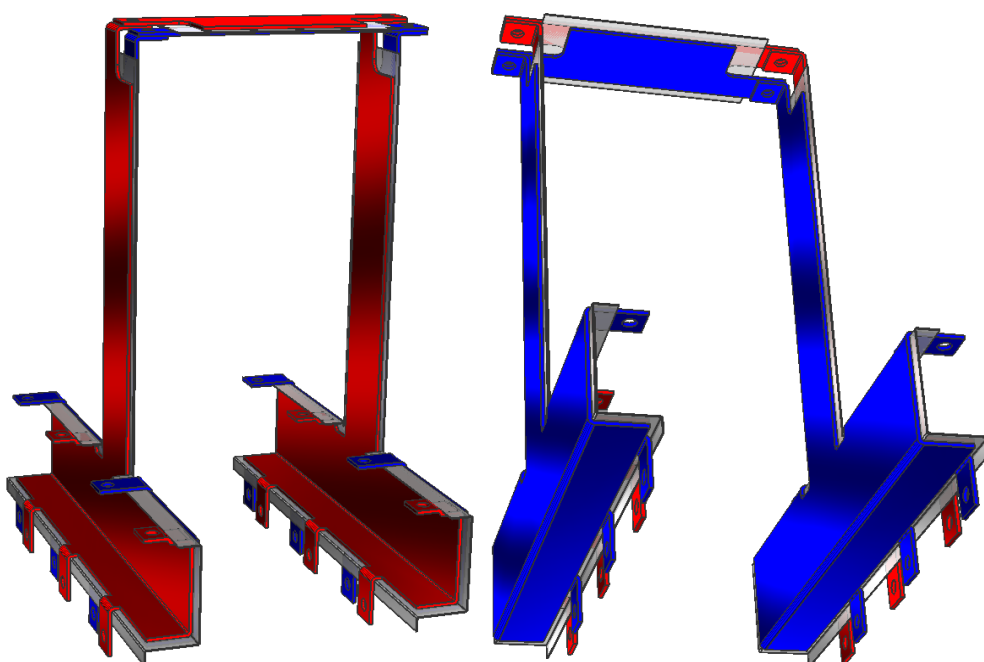
DC-miinus-kisko on huomattavasti yhtenäisempi kuvassa 89 kuin kuvassa 88. Revisio C -kiskosto simuloitiin ja taulukosta 10 voidaan nähdä kiskojen induktanssit sekä ero alkuperäiseen kiskostoon.

Taulukko 10. Muutetun kiskoston (Rev C) induktanssit.

Induktanssit välillä		L (nH)	Ero (%)
IGBT 11	Cap 1	12,85	-47,0
IGBT 12	Cap 1	12,84	-48,2
IGBT 13	Cap 1	12,74	-48,0
IGBT 11	Cap 2	83,59	-13,8
IGBT 12	Cap 2	82,61	-13,8
IGBT 13	Cap 2	82,49	-13,5
IGBT 21	Cap 1	83,78	-13,9
IGBT 22	Cap 1	82,77	-13,3
IGBT 23	Cap 1	82,55	-12,9
IGBT 21	Cap 2	12,39	-47,9
IGBT 22	Cap 2	12,34	-48,6
IGBT 23	Cap 2	12,19	-49,1
IGBT 11	IGBT 12,13	11,40	-63,7
IGBT 12	IGBT 11,13	11,76	-63,1
IGBT 13	IGBT 11,12	11,61	-63,2

Erot alkuperäiseen kiskostoon ovat 12,9 - 63,7 %. Kiskoston jokainen induktanssi on parempi kuin revisio B-kiskoston induktanssi. Erityisesti vaimennuskondensaattorin vä-

liset induktanssit ovat pienentyneet huomattavasti. Suurin induktanssi on luonnollisesti kun tarkastellaan reittiä IGBT -moduulilta vierekkäisen kiskon kondensaattorille (Taulukossa 10 rivit 4 - 9), koska virta joutuu kulkemaan pitkän matkan. Induktanssia on hankala pienentää tällä välillä, koska tasa- ja vaihtosuuntaajat täytyy pystyä erottamaan helposti toisistaan. Induktanssin pienentämistä voidaan kuitenkin kokeilla siirtämällä kiskoja yhdistyskohtaa lähemmäs kiskon keskiosaa. Tällöin tasa- ja vaihtosuuntaajan kiskoja yhdistys on symmetrisempi ja induktanssit todennäköisesti symmetrisempiä ja pienempiä.



Kuva 90. Kiskosto (Rev D).

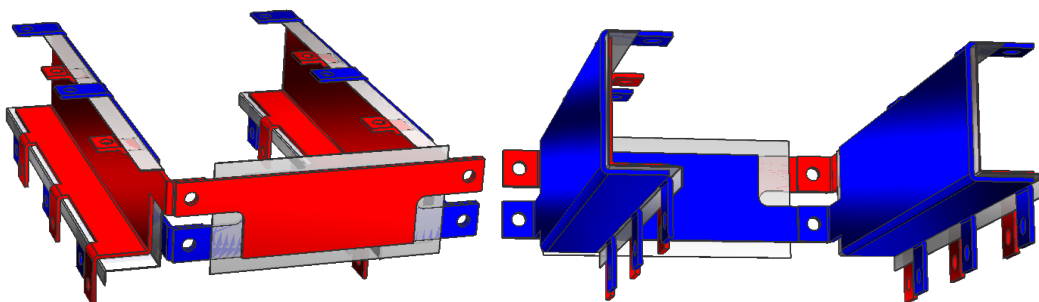
Kondensaattorit eivät enää ole vierekkäin, toisin kuin edellisissä kiskostoissa. Nyt kondensaattorien välistä nousee pystykisko, joka nähdään kuvassa 90. Pystykiskon asettelu johtaa hieman erilaiseen induktanssijakautumaan saman kiskon IGBT -moduulien ja kondensaattoreiden välillä. Taulukossa 11 on kiskoston induktanssit tapauksella revisio D. Taulukkoon on otettu mukaan kiskoston revisio C:n arvot, jotta erot voidaan nähdä hiukan paremmin. Eroprosentit ovat kummassakin tapauksissa eroja alkuperäiseen kiskostoon verrattuna.

Taulukko 11. Muutetun kiskoston (Rev D) induktanssit verrattuna alkuperäiseen kiskostoon sekä revisio C kiskostoon.

Induktanssit välillä		L (nH)	Rev D ero (%)	L (nH)	Rev C ero (%)
IGBT 11	Cap 1	15,36	-36,7	12,85	-47,0
IGBT 12	Cap 1	17,39	-29,9	12,84	-48,2
IGBT 13	Cap 1	15,32	-37,5	12,74	-48,0
IGBT 11	Cap 2	84,61	-12,8	83,59	-13,8
IGBT 12	Cap 2	83,68	-12,7	82,61	-13,8
IGBT 13	Cap 2	84,06	-11,8	82,49	-13,5
IGBT 21	Cap 1	84,86	-12,8	83,78	-13,9
IGBT 22	Cap 1	83,93	-12,1	82,77	-13,3
IGBT 23	Cap 1	84,38	-11,0	82,55	-12,9
IGBT 21	Cap 2	14,90	-37,3	12,39	-47,9
IGBT 22	Cap 2	16,75	-30,2	12,34	-48,6
IGBT 23	Cap 2	14,97	-37,4	12,19	-49,1
IGBT 11	IGBT 12,13	11,30	-64,0	11,40	-63,7
IGBT 12	IGBT 11,13	11,70	-63,3	11,76	-63,1
IGBT 13	IGBT 11,12	11,02	-65,1	11,61	-63,2

Muutoksella ei saavutettu toivottavaa muutosta. Saman suuntaajan kondensaattorin ja IGBT-tehokomponenttien kautta kulkevan kommutointireitin induktanssi on kasvanut. Tämä johtuu kondensaattorien sijoittelusta.

Kaikissa esimerkeissä suuntaajien välisten kommutointireittien induktanssit ovat suuria. Suuret induktanssit johtuvat todennäköisesti pitkästä virtatiestä. Mielenkiinnosta voisi tutkia, kuinka paljon induktanssiin voidaan vaikuttaa pudottamalla etäisyys pienimpään mahdolliseen, jota voitaisiin vielä käyttää kyseisessä laitteessa. Revisio E -kiskosto nähdään kuvassa 91. Tässä tasa- ja vaihtosuuntaajan kiskojen yhdistys on tehty mahdollisimman lyhyeksi.



Kuva 91. Kiskosto (Rev E)

Huomataan, että virtatie on lyhentynyt huomattavasti. Kiskosto on myös huomattavasti pienempi kuin alkuperäinen. Revisio E -kiskoston induktanssit nähdään taulukossa 12. Taulukkoon on otettu vertailun vuoksi revisio D -kiskosto sekä revisio C -kiskosto.

Taulukko 12. Kiskostojen (Rev E, D ja C) induktanssit.

Induktanssit välillä		<i>L</i> (nH)	Rev E ero (%)	<i>L</i> (nH)	Rev D ero (%)	<i>L</i> (nH)	Rev C ero (%)
IGBT 11	Cap 1	12,92	-46,7	15,36	-36,7	12,85	-47,0
IGBT 12	Cap 1	12,87	-48,1	17,39	-29,9	12,84	-48,2
IGBT 13	Cap 1	13,41	-45,3	15,32	-37,5	12,74	-48,0
IGBT 11	Cap 2	80,13	-17,4	84,61	-12,8	83,59	-13,8
IGBT 12	Cap 2	79,63	-16,9	83,68	-12,7	82,61	-13,8
IGBT 13	Cap 2	81,38	-14,7	84,06	-11,8	82,49	-13,5
IGBT 21	Cap 1	79,88	-17,9	84,86	-12,8	83,78	-13,9
IGBT 22	Cap 1	79,67	-16,5	83,93	-12,1	82,77	-13,3
IGBT 23	Cap 1	81,67	-13,8	84,38	-11,0	82,55	-12,9
IGBT 21	Cap 2	12,68	-46,7	14,90	-37,3	12,39	-47,9
IGBT 22	Cap 2	12,79	-46,7	16,75	-30,2	12,34	-48,6
IGBT 23	Cap 2	13,27	-44,5	14,97	-37,4	12,19	-49,1
IGBT 11	IGBT 12,13	11,75	-62,5	11,30	-64,0	11,40	-63,7
IGBT 12	IGBT 11,13	12,17	-61,8	11,70	-63,3	11,76	-63,1
IGBT 13	IGBT 11,12	12,45	-60,5	11,02	-65,1	11,61	-63,2

Muutoksen toivottiin vaikuttavan suuntaajien välisten kommutointireittien induktansseihin. Muutosta on tapahtunut parempaan suuntaan, mutta muutos on suhteellisen vähäinen verrattuna siihen, paljonko virtatie on lyhentynyt. Induktanssi on parantunut noin neljä prosenttiyksikköä revisio C -kiskostoon verrattuna. Suuntaajan sisäisten kommutointireittien induktanssit ovat lähes samat revisioissa E ja C. Tämä tulos oli odotettavissa, koska näiden revisioiden virtareitit pysyivät samoina.

Välipiirin kondensaattorit, vaimennuskondensaattorit ja kiskojen induktanssit saattavat muodostaa resonanssiipiirin. Resonanssiipiirien taajuus ei saa olla sama kuin IGBT-tehokomponenttien kytkentätaajuus tai sen monikerrat, IGBT:n virran nousu- tai laskunopeuden taajuus tai moottorikaapelin resonanssitaajuus. Tässä tapauksessa laskentojen perusteella resonanssitaajuudet eivät ole käyttötaajuuksilla.

Esimerkistä huomaamme, että kiskojen suunnittelu ei ole niin yksinkertaista, kuin voisi luulla. Simulointien perusteella tuotantoon valittiin revisio C -kiskosto pienin muutoksin.

8. POHDINTA JA JOHTOPÄÄTÖKSET

Välipiirikiskojen mahdollisimman pienen induktanssin saavuttaminen on hyvin tärkeää. Induktanssin pienentämiseen kannattaa käyttää riittävästi suunnittelu-aikaa, koska huonolla suunnittelulla voidaan saada aikaan huomattava induktanssin kasvu. Pahimmassa tapauksessa välipiirikiskojen suuri induktanssi voi lyhentää laitteen elinkaarta ja rikkoa komponentteja.

Simulointien tulokset vahvistivat teoriaosuudessa havaitut induktanssia pienentävät vaikutukset. Simuloinnin avulla voidaan helposti todeta muutosten vaikutus ilman kalliita prototyyppikokeiluja. Jo nopealla simuloinnilla voidaan löytää kiskojen ongelmakohdat.

8.1 Eristeet

Työssä käytiin läpi paljon eristeisiin liittyviä asioita. Kaikki eristeet vanhenevat, jolloin niiden eristeominaisuudet huononevat. Kuitenkin välipiirikiskoissa jännitteet ovat suhteellisen matalia ja tasaisia, joten osittaispurkausten mahdollisuus on pieni. Tämä hidastaa eristeiden kulumista. Asiaa käsiteltiin työssä suhteellisen paljon, koska osittaispurkausten ilmeneminen kannattaa selvittää hyvin. Osittaispurkaukset ovat hyvin ongelmallisia, ja niiden torjuminen on helppoa suunnitteluvaiheessa. Erilaisia eristeitä löytyi paljon. Loogisesti parhaimmat eristeet ovat kuitenkin myös kalleimpia, jolloin paras eristemateriaali löydetään sekä hinnan että eristyskyvyn mukaan. Kalleinta ei kannata ottaa, koska tällöin ostetaan turhaa jännitteenkestoisuutta, sillä todellisuudessa jännitteet pysyvät alhaisina. Eristeet kehittyvät jatkuvasti ja jännitteen- ja lämpötilankestoisuudet kannattaa varmistaa suoraan valmistajalta. Esimerkiksi Mylar[®]-eristeelle löytyi, lähteestä riippuen, hyvinkin laaja jännitteenkestoisuusskala. Eristemateriaali ja kiskojen valmistustoleranssi ovat käytännössä ainoat rajoittavat tekijät siinä, kuinka lähelle toisiaan kiskot voidaan sijoittaa. Saatavilla olevat eristeet ja niiden ominaisuudet kannattaa tarkistaa aika ajoin, koska eristeitä kehitetään jatkuvasti.

8.2 Kaksitasoisen vaihtosuuntaajan kiskojen suunnittelu

Kaksitasoisen vaihtosuuntaajan kiskojen suunnittelu on suhteellisen yksinkertaista, johdettua yksinkertaisesta kommutoinnista. Kiskojen suunnitteluun pätee käytännössä muutama nyrkkisääntö:

- Kiskon materiaalin kannattaa olla mahdollisimman puhdasta kuparia.
- Kisko täytyy olla mahdollisimman ohut ja leveä.
- DC-miinus- ja DC-pluskiskon täytyy peittää toisensa mahdollisimman hyvin.
- DC-miinus- ja DC-pluskiskon välimatkan ja siten kiskojen välissä olevan eristeen paksuuden täytyy olla mahdollisimman pieni.
- DC-miinus- ja DC-pluskiskon virtojen täytyy kulkea mahdollisimman suoraan toisiaan vasten, jolloin keskinäisinduktanssista saadaan suurin hyöty.
- Kondensaattorien ja IGBT-moduulien välimatka täytyy olla mahdollisimman lyhyt.

8.3 Kolmitasoisen vaihtosuuntaajan kiskojen suunnittelu

Kolmitasoisen vaihtosuuntaajan kiskojen suunnittelu on huomattavasti monimutkaisempaa, koska kommutointi on monimutkaisempi. Kolmitasoisia vaihtosuuntaajia on erilaisia, jolloin näiden kommutointikaan ei ole samanlainen. NPC- ja T-tyypin vaihtosuuntaajien kiskorakenteissa voidaan käyttää samaa toteutustapaa johtuen samankaltaisesta kommutoinnista. Näissä DC-miinus- ja DC-pluskisko voidaan laminoida kiinni neutraalikiskoon. FLC-vaihtosuuntaajassa kommutointi on monimutkaisempaa. Työssä on esitetty kaksi ehdotusta välipiirikiskojen toteutukseen. Nämä esimerkit eivät välttämättä sovellu kaikkiin tapauksiin, koska IGBT-moduulien ja kondensaattorien sijoitus on tapauskohtainen, jolloin kiskojen virtojen suunnat määräävät sopivimman kiskojärjestyksen.

8.4 Kiskojen laminointi

Kiskojen laminoinnilla voidaan saavuttaa huomattavia etuja. Kiskot ovat aina samassa asennossa, eristeet eivät voi liikkua kiskojen välissä ja asennus on nopeampaa. Haittapuolena on se, että laminoidut kiskot ovat kalliimpia hankkia kuin monesta osasta tehdyt kiskot. Laminoituja kiskoja käytetään tällä hetkellä esimerkiksi sota- ja avaruusteollisuudessa. Näillä aloilla menojen optimointi ei ole välttämättä suurin murhe. Tämä kuitenkin kertoo laminoitujen kiskojen luotettavuudesta. Laminoidut kiskot eivät ole mikään uusi asia, mutta hintansa takia kiskot eivät ole suuresti yleistyneet. Nykyään kuitenkin laminoituja kiskoja valmistaa yhä useampi yritys, joten valmistajat ovat joutuneet käymään jonkinlaisen oppipolun laminoitujen kiskojen valmistuksessa. Tästä johtuen kiskoja suunnittelevan yhtiön ei tarvitse maksaa tekniikan kehittämisestä. Jo kehitetyn tekniikan ja monen eri valmistajan johdosta laminoituja kiskoja voi jatkossa saada hyvinkin kilpailukykyiseen hintaan.

8.5 Jatkotutkimusmahdollisuuksia

Laminoidut kiskot ja kolmitasoiset vaihtosuuntaajat ovat harvinaisia perusteellisuudessa. Tässä työssä on tutkittu molempia saatavilla olevan tiedon ja simuloinnin perusteella. Laminoiduista kiskoista löytyy suhteellisen paljon tietoa ja valmistajiakin on jo joku. Kolmitasoisista vaihtosuuntaajista löytyy myös tietoa. NPC-vaihtosuuntaajasta löytyi prototyypin kiskojen valmistamista koskeva artikkeli. T-tyypin kiskot voidaan valmistaa samoja periaatteita noudattaen kuin NPC-vaihtosuuntaajan kiskot. Mielenkiintoista olisi tutustua työhön, jossa käsiteltäisiin kerrosrakenteella toteutettuja FLC-vaihtosuuntaajan laminoituja välipiirikiskoja. FLC-vaihtosuuntaaja on kommutointitään hankalin. Työssä voitaisiin tutkia vielä syvällisemmin FLC-vaihtosuuntaajan kiskoja. Kiskot voitaisiin valmistaa ja todeta mittauksin sekä simuloinnein kiskojen toiminta. Tätä työtä voidaan käyttää kiskoja koskevien ilmiöiden ymmärtämiseen sekä hyvänä pohjustuksena aiheeseen.

9. YHTEENVETO

Tässä diplomityössä on tutkittu taajuusmuuttajan välipiirirakenteiden erilaisia toteutusmahdollisuuksia. Työssä selvennettiin välipiirikiskojen sähköisiä ja mekaanisia ominaisuuksia. Työssä on tuotu esille asioita, joita kiskojen suunnittelijan on hyvä tietää sekä nyt että tulevaisuuden kannalta.

Kiskot valmistetaan kuparista ja kuparin täytyy olla mahdollisimman puhdasta, jotta sähkönjohtavuus ei laske. Kupariin sekoitettavat aineet laskevat kuparin sähkönjohtavuutta. Kupari johtaa hyvin sähköä ja käytännössä kuparia parempi johde on ainoastaan hopea. Alumiinia voidaan myös käyttää kiskojen materiaalina, mutta alumiinia vaaditaan noin 1,5-kertainen määrä kupariin verrattuna mikäli halutaan sama sähkönjohtavuus. Kupari on käytännössä valikoitunut ainoaksi kiskojen materiaaliksi. Kiskostot koostuvat kuparista ja eristeestä. Kuparin ominaisuuksia ei voida parantaa, joten eri eristeitä ja eristystapoja kannattaa tutkia.

Tässä työssä pääpaino on kiskojen induktanssin pienentämisellä sekä eristeillä ja niiden ominaisuuksilla. Kiskojen induktanssilla on suuri merkitys koko laitteen toiminnan kannalta. Suuri induktanssi aiheuttaa, nopeiden virranmuutoksien seurauksena, ylijännitepiikkejä, jotka voivat hajottaa komponentteja. Kiskojen muodolla, koolla ja asettelulla on suuri merkitys kiskojen induktanssiin. Työssä esitetään eri tapauksia ja pohditaan sitä, miten näissä tapauksissa voidaan pienentää kiskojen induktanssia.

Erilaisia eristeitä löytyy paljon ja niitä kehitetään kokoajan lisää. Eristeiden ominaisuudet vaihtelevat huomattavasti. Esimerkiksi jännitteen- ja lämmönkestoisuus kannattaa valita sopiviksi, koska turhan suuret turvamarginaalit lisäävät kustannuksia. Työssä tutustutaan myös varmuuden vuoksi osittaispurkausten syntymiseen ja niiden mahdolliseen ilmentymiseen välipiirikiskoissa. Tutkimusten perusteella osittaispurkaukset eivät ole ongelma välipiirikiskoissa, kun jännitteet pysyvät matalina.

Laminoituja kiskoja käsitellään työssä kattavasti. Kiskojen laminoinnilla saavutetaan monia etuja ja ainoana huonona puolena ovat laminoinnin kustannukset. Laminoinnin avulla kiskostot ovat aina samanlaiset, eikä kokoonpanosta ja asennuksesta aiheutuvia toleransseja synny.

Työssä otetaan käsittelyyn suunnitteluasteella olevan taajuusmuuttajan kiskot. Simuloimalla selvitetään kiskojen induktanssi. Kiskoja muutetaan työssä esiin tulleiden oppien mukaan ja simuloimalla selvitetään muutosten vaikutusta. Simulointien avulla voitiin varmistaa työssä esiin tulleiden oppien toimivuus.

Nykyään simulointia käytetään jo välipiirikiskojen suunnittelussa, mutta esimerkiksi laminoitujen kiskot tekevät vasta tuloaan. Laminoituja kiskoja on aikaisemmin käytetty avaruus- ja sotateknologiassa mutta harvemmin perusteellisuudessa. Laminoitujen kiskojen valmistajia on kuitenkin nykyään yhä enemmän, jolloin kilpailua on saatu myös tälle alalle. Tästä johtuen laminoituja kiskoja voidaan nähdä tulevaisuudessa yhä enemmän perusteellisuudessa. Diplomityön perusteella huomataan, että yksinkertainenkin asia voi olla monimutkainen, kun asiaa tutkitaan tarpeeksi syvällisesti. Työssä on tuotu esiin monia ajatuksia ja ideoita, joita varmasti hyödynnetään tulevaisuudessa.

LÄHDELUETTELO

ABB Oy (2000a). *PDS-käyttäjien asennus ja kokoonpano EMC-vaatimusten mukaan. Tekninen opas nro 3*. Helsinki. ABB Automation Group Ltd. [online]. [siteerattu 23.11.2011]. Saatavana Internetistä: URL:[http://www05.abb.com/global/scot/scot201.nsf/veritydisplay/bb3f0dff646d5948c1256d2800411386/\\$file/technicalguideno_3fi.pdf](http://www05.abb.com/global/scot/scot201.nsf/veritydisplay/bb3f0dff646d5948c1256d2800411386/$file/technicalguideno_3fi.pdf)>.

ABB Oy (2000b). *Teknisiä tietoja ja taulukoita* lyh. TTT. Yhdeksäs painos. Vaasa. Suomalaiset ABB-yhtiöt. 626 s. ISBN 951-99366-0-2.

Allocco, J.M. (1997). Laminated Bus Bar for Power System Interconnects. *Twelfth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. Apec '97 Conference Proceedings*, Atlanta, Georgia, USA. Sivut 585 - 589.

Ando, M., K. Wada, K. Takao, T. Kanai, S. Nishizawa & H. Ohashi (2011). Design and Analysis of a Bus Bar Structure for a Medium Voltage Inverter. *Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, Birmingham, Yhdistynyt kuningaskunta. Sivut 1 - 10.

Ansys (2011a). *Ansys Q3D Extractor* [online]. [siteerattu 10.11.2011]. Saatavana Internetistä: <URL: http://www.ansoft.com/products/si/q3d_extractor>.

Ansys (2011b). *Ansys Simplorer* [online]. [siteerattu 10.11.2011]. Saatavana Internetistä: <URL: <http://www.ansoft.com/products/em/simplorer>>.

Beukes, H.J., J.H.R Enslin & R. Spee (1997). Busbar Design Considerations for High Power IGBT Converters. *28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, St. Louis, Missouri, USA. Sivut 847 - 853.

- Caponet, M.C., F. Profumo, R.W De Doncker & A. Tenconi (2000). Low Stray Inductance Bus Bar Design and Construction for Good EMC Performance in Power Electronic Circuits. *IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. PESC 00*, New Orleans, Louisiana, USA. Sivut 916 - 921.
- Chen, X., A. Cavallini & G.C. Montanari (2009). Dependence of Partial Discharges in HVDC on Environment: Implications for Condition Assessment Monitoring. *IEEE 9th International Conference on the Properties and Applications of Dielectric Materials, ICPADM 2009*, New Orleans, Louisiana, USA. Sivut 429 - 432.
- Chung-Hao, T & W. Tzong-Lin (2010). A Broadband and Miniaturized Common-Mode Filter for Gigahertz Differential Signals Based on Negative-Permittivity Metamaterials. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 58:1, Sivut 195 - 202.
- Clavel, E., J. Roudet & Y. Marechal (1997). Design of a Commutation Cell of a High Power IGBT Inverter – The Contribution of the Simulation. *Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting*, Hardin, Kiina. Sivut 1014 - 1021.
- Dannehl, J., F.W. Funchs & S. Hansen (2007). PWM Rectifier with LCL-Filter using different Current Control Structures. *12th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2007*, Aalborg, Saksa. Sivut 1 - 10.
- DuPont (2010). *Nomex[®] – For When the Heat's On* [online]. [siteerattu 18.9.2011]. Saatavana Internetistä: <URL: http://www2.dupont.com/Nomex/en_US/index.html>.
- Eagtop (Shanghai Eagtop Electronic Technology Co.) (2011). *Laminated Busbar* [online]. Shanghai [siteerattu 18.10.2011]. Saatavana Internetistä: <URL: <http://www.passivedevice.com/contact.html>>.

- Electric YouniversE (2011). *Electric Universe Photograph Collection* [online]. [siteerattu 10.10.2011]. Saatavana Internetistä: <URL:<http://www.electricyouiverse.com/eye/index.php?level=album&id=112>>.
- Erico International Corporation (1999). *General Design Guide – Fabricated Parts, Flexibar® Flexible Insulated Busbar* [online]. [siteerattu 11.10.2011]. Saatavana Internetistä: <URL: <http://www.erico.com/public/library/panelboard/design-guide.pdf>>.
- Gill, P. (2009). *Electrical Power Equipment Maintenance and Testing 2nd edition*. CRC Press: New York. 961s. ISBN 978-1-57444-656-2.
- Guichon, J.M., J. Aime, J.L Schanen, C. Martin, J. Roudet, E. Clavell, M. Arpilliere, R. Pasterczyk & Y. Le Floch (2006). Busbar Design: How To Spare Nanohenries? *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference 41st IAS Annual Meeting*, Tampa, Florida, USA. Sivut 1865 - 1869.
- Gylén, H. (2006). *Suurtaajuuspiirien perusteet* [online]. Turun ammattikorkeakoulu [siteerattu 9.10.2011]. Saatavana Internetistä: <URL: http://kehittaminen.turkuamk.fi/hgylen/Suurtaajuus/Osa1_RCL_s06.pdf>.
- Habetler, T.G., R. Naik & T.A. Nondahl (2002). Design and Implementation of an Inverter Output LC Filter Used for DV/DT Reduction. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 17:3, Sivut 327 - 331.
- Hammarström, T., T. Bengtsson, J. Blennow & S.M. Gubanski (2011). Evidence for Changing PD Properties at Short Voltage Rise Times. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*. 18:4, Sivut 1686 - 1692.

HM Wire International (2007). *Litz Wire Configurations* [online]. [siteerattu 27.10.2011]. Saatavana Internetistä: <URL: http://www.hmwire.com/round_litz_configs.html>

Idealec (2011). *ID Drive* [online]. Ranska [siteerattu 28.11.2011]. Saatavana Internetistä: <URL:<http://www.idealec.com/doc/1602%20IDEALEC%20FICHES%20TECHNO%20UK%20DRIVE%20W.pdf>>

Jackson, R. L. (1982). Electrical Performance of Aluminium/Copper Bolted Joints. *IEEE Proceedings C Generation, Transmission & Distribution*. 127:1, Sivut 177 - 184.

Jae-Hyeong, S., C. Chang-Ho & H. Dong-Seok (2001). A New Simplified Space-Vector PWM Method for Three-Level Inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 16:4, Sivut 545 - 550.

Jun, W., Y. Binjian, Z. Jing, D. Yan H. Xiangning & Z. Xu (2010). Development of a Compact 750KVA Three-phase NPC Three-level Universal Inverter Module with Specifically Designed Busbar. *2010 25th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Palm Springs, California, USA. Sivut 1266 - 1271.

ITW Formex (2002). *Design Guide 5th Edition* [online]. Addison [siteerattu 5.10.2011]. Saatavana Internetistä: <URL: http://www.itwformex.com/pdf/design_guide.pdf>.

Leonardo Energy (2011). *Busbar Design Basics* [online]. [siteerattu 18.10.2011]. Saatavana Internetistä: <URL:<http://www.leonardo-energy.org/fxchange/webcast/busbar-design/player.html>>.

Lide, D. R., W.M. Haynes (2010). *CRC Handbook of Chemistry and Physics 90th Edition*, Florida. CRC Press. 2760 s.

- McLyman, Colonel Wm. T. (2002). *High Reliability of Magnetic Materials, Design and Fabrication*. New York: Marcel Dekker Inc. ISBN 0-8247-0818-0.
- Meskanen, S., T. Höök (2009). *Valuatlas, Valimotekniikan perusteet, Kupariseokset*. [online]. Teknillinen korkeakoulu & Tampereen teknillinen yliopisto [siteerattu 3.10.2011]. Saatavana Internetistä: <URL: http://www.valuatlas.fi/tietomat/docs/vtp_mat_kupari.pdf>.
- Mettex Electric Co (2011). Braids, Strands & Flexible Connectors [online]. Bandury [siteerattu 20.10.2011]. Saatavana Internetistä: <URL: <http://www.mettex.com/wp-content/themes/wp-framework/library/media/images/mettex-brochure.pdf>>.
- Mohan, N., T. M. Undeland & W. P. Robbins (2003). *Power electronics: converters, applications and design, 3rd edition*. USA: John Wiley & Sons Inc. 802 s. ISBN 0-471-22693-9.
- Mohan, N., T. M. Undeland & W. P. Robbins (1995). *Power electronics: converters, applications and design, 2nd edition*. USA: John Wiley & Sons Inc. 802 s. ISBN 0-47158408-8.
- Motto, E. & J. Donlon (2010). IGBT modules optimized for three level inverters. *2nd Annual IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Atlanta, Georgia, USA. Sivut 2194 - 2199.
- Mursula, K., (2004). Lämpöoppi [online]. Opetusmoniste. Oulun yliopisto [siteerattu 17.10.2011]. Saatavana Internetistä: <URL: <http://physics oulu.fi/fysiikka/oj/761102P/2007/luennot/Luku15.pdf>>.
- Nykänen, J. (2004). *Kuparit ja kuparimetallit* [online]. Opetusmoniste. Tampereen teknillinen yliopisto [siteerattu 14.9.2011]. Saatavana Internetistä: <URL:http://butler.cc.tut.fi/~juhan/2004s/metallit/L02_web.pdf>.

- Olivares-Galván, J.C., F. de León, P.S. Georgilakis & R. Escarela-Pérez (2010). Selection of Copper Against Aluminium Windings for Distribution Transformers. *Electrical Power Applications, IET*. 4:6, Sivut 474 - 485.
- Ouneva Group (2011). *Tuotekatalogi 1/2011*. [online]. Tuupovaara. Suomi. [siteerattu 9.12.2011]. Saatavana Internetistä: <URL:http://www.ounevagroup.fi/ouneva-theme/ouneva_katalogi11_fi/PDF/ouneva_katalogi11_fi.pdf>.
- Sahlen, F., M. Li, K. Johansson, E. Martensson & O. Koponen (2010). Investigation of Mica Based Insulation for High Voltage Machines Subjected to Repetitive Pulsed Voltage. *Conference Record of the 2010 IEEE International Symposium on Electrical Insulation (ISEI)*, San Diego, California, USA. Sivut 1 - 5.
- Sauders, L., G. Skibinski, S. Evon, D. Kempkes (1996). Riding the Reflected Wave – IGBT Drive Technology Demands New Motor and Cable Considerations. *The Institute of Electrical and Electronics Engineers Incorporated Industry Applications Society. 43rd Annual Petroleum and Chemical Industry Conference (PCICON)*, Philadelphia, Pennsylvania, USA. Sivut 75 - 84.
- Schanen, J-L & J. Roudet (2008). Built-in EMC for Integrated Power Electronics Systems. *2008 5th International Conference on Integrated Power Systems (CIPS)*, Nuremberg, Saksa. Sivut 1 - 10.
- Schweizer, M., I. Lizama, T. Friedli & J.W Kolar (2010). Comparison of the Chip Area Usage of 2-level and 3-level Voltage Source Converter Topologies. *36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2010*, Glendale, Arizona, USA. Sivut 391-396.

Semikron (2008). *IGBT Peak Voltage Measurement and Snubber Capacitor Specification* [online]. [siteerattu 10.9.2011]. Saatavana Internetistä: <URL:http://www.semikron.com/skcompub/en/AN-7006_IGBT_PeakVoltage_Snubber_juli_2011.pdf>.

Seyed Saeed, F. (2007). *Investigation and Comparison of Multi-Level Converters for Medium Voltage Applications* [online]. Berliini. Berliinin teknillinen yliopisto [siteerattu 23.9.2011] Saatavana Internetistä: <URL:http://opus.kobv.de/tuberlin/volltexte/2007/1649/pdf/fazel_seyed.pdf>.

Stone, G., E.A. Boulter, I. Culbert & H. Dhirani (2004). *Electrical Insulation for Rotating Machines*. IEEE Press.USA: John Wiley & Sons Inc. 371s. ISBN 0-471-44506-1.

Storm Copper Components, Co (2010a). *Flexible Electrical Connectors* [online]. Decatur [siteerattu 20.10.2011]. Saatavana Internetistä: <URL:<http://www.stormcopper.com/Flexible-Electrical-Bus-Bar-Connectors.htm>>.

Storm Copper Components, Co (2010b). *Insulated Bus Bar* [online]. Decatur [siteerattu 20.10.2011]. Saatavana Internetistä: <URL:<http://www.stormcopper.com/stormbrochure/Insulated-busbar.pdf>>.

Storm Copper Components, Co (2010c). *Laminated Busbar Fabrication* [online]. Decatur [siteerattu 20.10.2011]. Saatavana Internetistä: <URL:<http://www.stormcopper.com/Laminated-Bus-Bar.htm>>.

Storm Copper Components, Co (2012). *The Basic Design of Laminated Bus Bars* [online]. Decatur [siteerattu 3.1.2012]. Saatavana Internetistä: <URL:<http://www.stormcopper.com/StormLaminatedBusBar-Slideshow.pdf>>.

Taloussanommat (2011a). *Kupari* [online]. [siteerattu 20.9.2011]. Saatavana Internetistä: <URL:http://www.taloussanommat.fi/sivu.php?page_id=19&sym=RKUPARI.XXX&cat=RTE&page=basicdata>.

Taloussanommat (2011b). *Alumiini* [online]. [siteerattu 20.9.2011]. Saatavana Internetistä: <URL:http://www.taloussanommat.fi/porssi/raaka-aineet/?page_id=_pageid_&sym=RALUMIINI.XXX&cat=RTE&page=basicdata>.

Vacon Oyj (2011a). *Vacon lyhyesti* [online]. Vaasa [siteerattu 20.9.2011]. Saatavana Internetistä: <URL:<http://www.vacon.fi/Default.aspx?id=461919>>.

Vacon Oyj (2011b). *Vacon -17 vuotta taajuusmuuttajakisassa* [online]. Vaasa [siteerattu 10.9.2011]. Saatavana Internetistä: <URL:<http://www.vacon.fi/Default.aspx?id=473322>>.

Vacon Oyj (2011c). *Q3 - osavuositarkastus tammi-syyskuu* [online]. Vantaa [siteerattu 27.10.2011]. Saatavana Internetistä: <URL: <http://www.vacon.fi/File.aspx?id=483781&ext=pdf&routing=396771&webid=461915&name=Vacon%2DOyj%2Dosavuositarkastus%2D1%2E1%2E%2D30%2E9%2E2011>>.

Young, H. & R. Freedman (2008). *University Physics 12th edition*. San Francisco. Pearson Education. 1551s. ISBN 0-321-50121-7.

Zare, F., G. Ledwich & K. Hoffman (1999). Physical Structure of a Planar Busbar for Multilevel Converter. *Australasian Universities Power Engineering Conference AUPEC/EECON'99*, Darwin, Australia. Sivut 1 - 6.

Zhejiang Guanhua Electric Co (2010). *Production Capacity* [online]. Zhejiang [siteerattu 20.10.2011]. Saatavana Internetistä: <URL:<http://www.leowo.com/english/product.php>>.

Zhiling, Q., Z. Hongyan & C. Guozhu (2006). Study and Design of Noninductive Bus Bar for High Power Switching Converter. *CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC 2006*, Shanghai, Kiina. Sivut 1 - 4.