



RAUTASYDÄNMATERIAALIN VALINTA MOOTTORIKURISTIMEEN

Lappeenrannan–Lahden teknillinen yliopisto LUT

Sähkötekniikan diplomityö

2024

Petteri Kärkkäinen

Tarkastajat: Professori Juha Pyrhönen

Tutkijaopettaja Janne Nerg

TIIVISTELMÄ

Lappeenrannan–Lahden teknillinen yliopisto LUT

LUTin energijärjestelmien tiedekunta

Sähkötekniikka

Petteri Kärkkäinen

Rautasydänmateriaalin valinta moottorikuristimeen

Sähkötekniikan diplomityö

2024

52 sivua, 13 kuvaa, 8 taulukkoa ja 2 liitettä

Tarkastajat: Professori Juha Pyrhönen ja Tutkijaopettaja Janne Nerg

Avainsanat: moottorikuristin, pulssinleveysmodulaatio, taajuusmuuttaja, rautahäviöt, rautasydänmateriaalit, säröytynyt virta

Diplomityössä tarkastellaan taajuusmuuttajakäyttöön suunniteltavan moottorikuristimen rautasydämen materiaalivalintaa. Moottorikuristimen suunnittelua lähestytään häviötarkastelun näkökulmasta vertailemalla eri materiaalivaihtoehtoja. Vertailu tehdään työssä vain yhdelle perus- ja kytkentätaajuusyhdistelmälle.

Työssä esitellään rautahäviöiden arviointiin soveltuva yksinkertaistettu laskentamenetelmä, jota hyödyntäen arvioidaan eri materiaalivaihtoehtojen vaikutusta kuristimen kokonaiskustannukseen. Työssä myös pohditaan materiaalivalinnan merkitystä tuotteen valmistettavuuteen ja kilpailukykyyn.

Tuloksena saadaan kustannusvertailu kolmella eri materiaalilla, joista yksi on referenssimateriaalina käytetty 3 % piitä sisältävä sähkölevy. Muut materiaalit ovat 6,5 % piitä sisältävä sähkölevy ja amorfinen teräsmateriaali. Työn perusteella kalliimmat verrokkimateriaalit voivat tietyillä rajaehdoilla olla hyviä vaihtoehtoja kuristimen sydänmateriaaliksi. Erityisesti amorfinen materiaali osoittautuu työssä tarkastellulla taajuusyhdistelmällä kustannustehokkaaksi vaihtoehdoksi.

ABSTRACT

Lappeenranta–Lahti University of Technology LUT

LUT School of Energy Systems

Electrical Engineering

Petteri Kärkkäinen

Choosing Iron Core Material for Motor Chokes

Master's thesis

2024

52 pages, 13 figures, 8 tables and 2 appendices

Examiners: Professor Juha Pyrhönen and Associate professor Janne Nerg

Keywords: motor choke, pulse-width modulation, variable-frequency drive, iron losses, iron core materials, distorted current

This Master's thesis looks into choices of iron core material for motor chokes used in variable frequency drives. Motor choke design is approached from an iron loss perspective by comparing different material choices. The comparison is done using a single combination of fundamental and switching frequencies.

The work presents a simplified iron loss calculation method that is used to assess the impact of using different iron core materials on the total cost of the choke. The significance of material choice is also considered on producibility and competitiveness of the product.

The calculations result in a cost comparison between three materials. One of the materials is electrical steel with 3 % silicone content and it is used as a reference material. The other materials are electrical steel with 6.5 % silicone content and amorphous steel. Based on this study, more expensive materials can be good choices for the iron core material of a choke with given circumstances. The amorphous material in particular proves to be a cost-effective choice with the frequency combination used.

KIITOKSET

Kiitän suuresti kaikkia diplomityöprosessiin osallistuneita tahoja. Kiitokset Muuntosähkö Oy:lle, joka tarjosi työlle mielenkiintoisen aiheen. Kiitokset työn tarkastajille Juha Pyrhöselle ja Janne Nergille työn ohjaamisesta ja haastavista kysymyksistä, joiden pätkäily toi parhaimmat oppimiselämykset.

Eriyiskiitokset perheenjäsenille sekä ystäville, jotka tsemppasivat ja pitivät huolen työn edistymisestä.

Joensuussa 10.04.2024

Petteri Kärkkäinen

SYMBOLI- JA LYHENNELUETTELO

Roomalaiset

A	pinta-ala	[m ²]
B	magneettivuon tiheys	[T]
d	laminaatin paksuus	[m]
F	magnetomotorinen voima	[A]
f	taajuus	[Hz]
H	magneetikentän voimakkuus	[A/m]
h	laminaatin leveys	[m]
I, i	virta, tehollisarvo, hetkellisarvo	[A]
k	vakio, kytketyiskerroin	
L	induktanssi	[H]
l	pituus	[m]
M	keskinäisinduktanssi	[H]
N	kierrosmäärä	
P	teho	[W]
R	reluktanssi, resistanssi	[H ⁻¹], [Ω]
r	säde	[m]
T	jaksonaika	[s]
t	aika	[s]
U, u	jännite, tehollisarvo, hetkellisarvo	[V]
V	tilavuus	[m ³]
w	laminaatin pituus	[m]
Z	impedanssi	[Ω]

Kreikkalaiset

α	rautasydänmateriaalin ominaisvakio	
β	rautasydänmateriaalin ominaisvakio	
Γ	heijastumiskerroin	
δ	tunkeutumissyvyys	[m]
ε	permittiivisyys	[F/m]

μ	permeabiliteetti	[H/m]
ρ	resistiivisyys, tiheys	[Ω m] [kg/m ³]
σ	johtavuus	[S/m]
Φ	magneettivuo	[Wb]
Ψ	käämivuo	[Wb]
ω	kulmataajuus	[rad/s]
Vakiot		
c	valonnopeus tyhjiössä	299 792 458 m/s
μ_0	tyhjiön permeabiliteetti	$4\pi \times 10^{-7}$ H/m
ϵ_0	tyhjiön permittiivisyys	$8,854 \times 10^{-12}$ F/m
Alaindeksit		
0	perus-	
a	ilmaväli	
BB	pääkaista	
c	kaapeli, koersiivi-, rautasydän	
ec	pyörrevirta-	
ex	lisä-	
h	hystereesi	
inv	taajuusmuuttaja	
m	magneettinen, magneettiipiiri, materiaali	
mot	moottori	
r	nousu, suhteellinen, remanenssi	
sat	kyllästys-	
SB	sivukaista	
sw	kytkentä-	
w	käämitys	
Lyhenteet		
CAD	tietokoneavusteinen suunnittelu (Computer Aided Design)	
DC	tasavirta (Direct Current)	
DOL	suoraan verkkoon kytketty (Direct-On-Line)	

FEM	elementtimenetelmä (Finite Element Method)
GSE	yleistetty Steinmetzin yhtälö (Generalized Steinmetz Equation)
IGBT	eristyshilainen bipolaaritransistori (Insulated Gate Bipolar Transistor)
IGSE	parannettu yleistetty Steinmetzin yhtälö (Improved Generalized Steinmetz Equation)
m-%	massaprosentti, ilmoittaa seosaineen massan osuuden seoksen kokonaismassasta
PE	polyeteeni (Polyethylene)
PVC	polyvinyylikloridi (Polyvinyl Chloride)
PWM	pulssinleveysmodulaatio (Pulse Width Modulation)
THD	harmoninen kokonaissärö (Total Harmonic Distortion)
XLPE	ristisilloitettu polyeteeni (Cross-linked polyethylene)

Sisällysluettelo

Tiivistelmä

Abstract

Kiitokset

1	Johdanto.....	10
2	Taajuusmuuttaja ja kuormakuristin	12
2.1	Moottorikäytön taajuusmuuttajan vaikutuksia.....	12
2.1.1	Pulssinleveysmodulaatio.....	13
2.1.2	Pulssinleveysmoduloinnista aiheutuva virran säröytyminen	15
2.1.3	Pitkien moottorikaapeleiden aiheuttamat ilmiöt	17
2.2	Kuormakuristin	19
2.2.1	Kuristimen perusrakenne ja suunnittelukriteerit.....	20
2.2.2	Kuristimen häviöt	27
2.2.3	Rautasydänmateriaalien ominaisuuksia.....	31
3	Rautasydänmateriaalin valinta häviölaskennan perusteella	36
3.1	Säröytynyt virta.....	36
3.1.1	Pulssinleveysmoduloinnista säröytyneen virran taajuussisältö	36
3.2	Materiaalien häviötarkastelu	39
3.2.1	0,27 mm Fe-3m%Si piirautalaminaatti	41
3.2.2	0,10 mm Fe-6,5m%Si piirautalaminaatti	42
3.2.3	Amorfinen materiaali Metglas® 2605SA1	42
3.3	Yhteenvedo materiaaleista.....	43
3.4	Muiden osakomponenttien materiaalivalinnoista	46
4	Johtopäätökset	48
	Lähteet	50

Liitteet

Liite 1. Valmistajan JFE-Steel ilmoittamat korkeataajuushäviöiden käyrät 10JNEX900-materiaalille

Liite 2. Materiaalien häviölaskennan tulokset

1 Johdanto

Diplomityössä tarkastellaan taajuusmuuttajan ja sen syöttämän moottorin väliin asennettavan induktiivisen komponentin, eli moottorikuristimen, rautasydänmateriaalin valintaa häviölaskennan pohjalta. Tarkastelu on toteutettu pääosin käyttämällä referenssinä Muuntosähkö Oy:n (myöhemmin yritys) valmistamaa testattua ja hyväksyttyä mallia, jonka rautasydänmateriaalina on käytetty kattavasti saatavilla olevaa 3 % piitä sisältävää sähkölevyä. Moottorikuristimien kysyntä kasvaa, kun maailman sähköistyminen edistyy, ja sähkömoottorikäytöt yleistyvät, joten yrityksen kannalta on kannattavaa luoda entistä kustannustehokkaampia ja kiinnostavampia tuotteita markkinoille. On tärkeää ottaa kantaa siihen, onko tuotantoketjun raaka-ainekäyttöä ja logistiikan ympäristölle aiheuttamaa kuormitusta mahdollista tehostaa ja vähentää näiden komponenttien osalta, minimoimalla tuotettavien komponenttien painoa ja kokoa.

Työssä tarkastellaan taajuusmuuttajan sekä sen tuottaman pulssinleveysmodulaation ominaisuuksia ja kolmivaiheisen yhteisen rautasydämen omaavan induktiivisen komponentin suunnittelua erityisesti rautahäviölaskennan osalta. Lisäksi käydään läpi rautasydänmateriaalien keskeisimpiä ominaisuuksia ja vertaillaan erilaisia markkinoilla olevia materiaali- vaihtoehtoja. Työssä esitellään yksinkertaistettu ja käytännöllinen menetelmä rautahäviöiden määrittämiseksi saatavilla olevan tiedon, esimerkiksi rautasydänmateriaalivalmistajien antamien häviötietojen, pohjalta. Tuloksena saadaan kustannusvertailu käytettäessä verrokkimateriaaleja, joiksi valittiin 6,5 % piitä sisältävä sähkölevy ja rautapohjainen amorfinen teräsmateriaali. Tulokseen syntyy epävarmuutta useassa vaiheessa, mutta sitä voidaan kuitenkin käyttää esitietona, jos tulosta päätetään lähteä validoimaan testaamisella.

Materiaalien soveltuvuutta erilaisiin käyttöihin on vertailtu kattavasti, ja lähtökohdat materiaalivertailulle ovat hyvät. Tuotantoympäristön huomioon ottava kustannustarkastelu vaikuttaa jääneen pienelle huomiolle, ja tässä työssä pyritäänkin ottamaan huomioon myös tuotantoympäristöstä aiheutuvia rajoitteita ainakin alkeellisesti.

Työn keskeiset tavoitteet ja tutkimuskysymykset ovat:

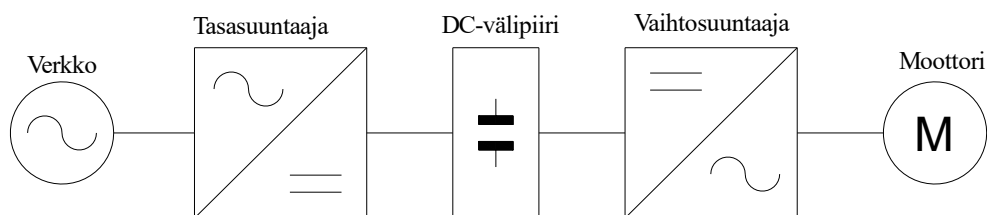
- Kuristinsuunnittelun kriteerit, haasteet ja rajoitteet pulssinleveysmoduloidussa käytössä.
- Yksinkertaistetun rautahäviölaskentamenetelmän esitleminen pulssinleveysmoduloidussa käytössä.
- Kustannusvertailu eri rautasydänmateriaaleilla ottaen huomioon koko kuristinkomponentin rakenteen ja tuotantoympäristön luomat rajoitteet. Onko tavanomaisia kalliimpien materiaalien käytöllä mahdollista luoda kustannustehokas tuote?

2 Taajuusmuuttaja ja kuormakuristin

Tässä luvussa tarkastellaan kuormakuristimen suunnitteluun vaikuttavia tekijöitä, varsinkin taajuusmuuttajakäytön ja sen pulssinleveysmodulaation vaatimia suunnittelukriteereitä. Lisäksi pohditaan erityisesti kuristimen magneettisydämen rautahäviöiden eri komponentteja, sekä erilaisia sydänmateriaaleja ja -rakenteita.

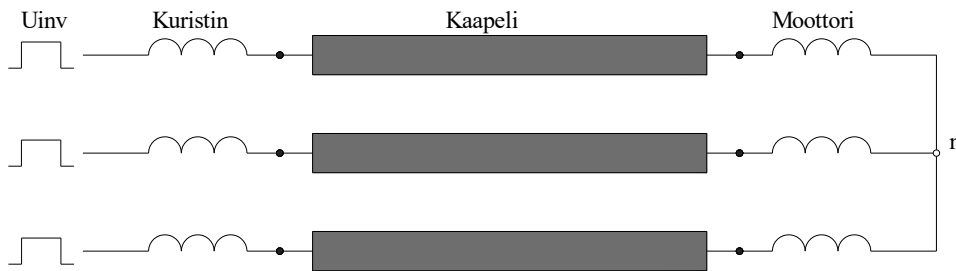
2.1 Moottorikäytön taajuusmuuttajan vaikutuksia

Taajuusmuuttajaa käytetään säätämään moottorikäyttöjen nopeutta tehokkaasti ja tarkasti ohjaamalla moottorille syötettävän jännitteen suuruutta sekä taajuutta. Perinteisesti moottorit on kytketty suoraan sähköverkkoon (DOL, direct-on-line), jonka taajuutta ei ole pystytty muuttamaan, eikä näin ollen myöskään moottorin pyörimisnopeutta ole pystytty tehokkaasti säätämään. Vakionopeuden seurauksena osa prosessiin syötetystä tehosta menee hukkaan. Tarkempien prosessien sekä energiakäytön tehostamisen takia taajuusmuuttajakäyttöjen kysyntä on lisääntynyt. Taajuusmuuttajakäyttöisiä moottoreita käytetään esimerkiksi teollisuuden prosesseissa sekä logistiikkakäytöissä varsinkin laivoissa. Tyypillinen taajuusmuuttaja koostuu tasasuuntaajasta, DC-välipiiristä ja vaihtosuuntaajasta.



Kuva 1. Taajuusmuuttajan pääosat.

Tässä työssä keskitytään tarkastelemaan vaihtosuuntaajan jälkeistä moottorinsyöttöä. Tarkasteluun kuuluvat suuntaajan tuottamat jännitepulssit, suunniteltava kuristin, moottorikaapeli ja moottori.



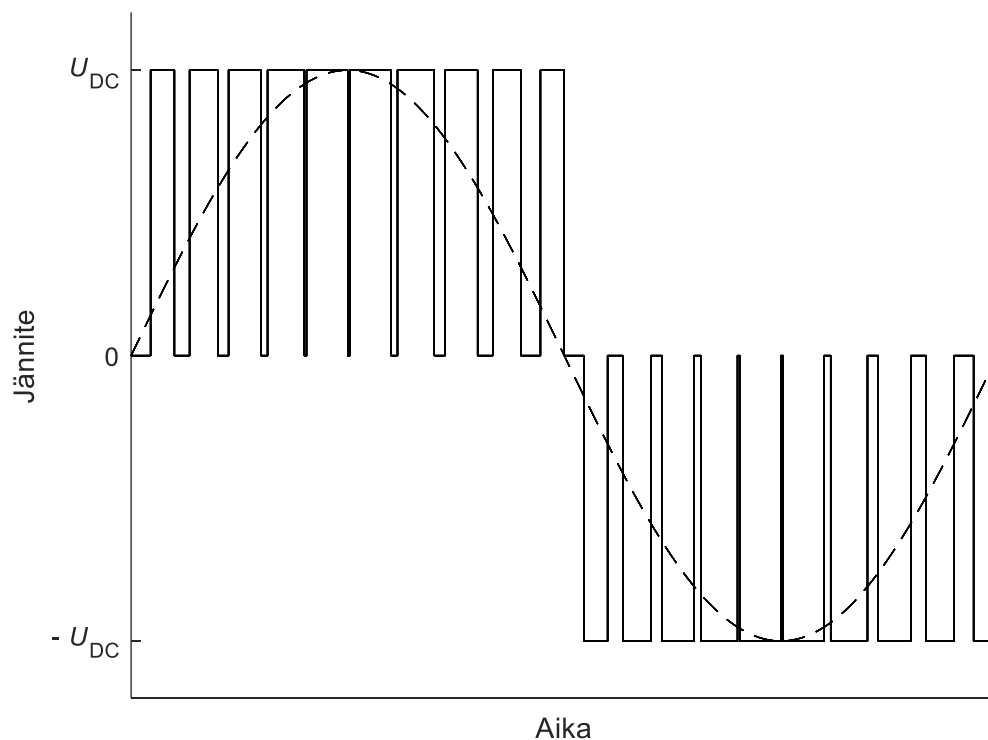
Kuva 2. Taajuusmuuttajakäytön tarkasteltavat osakomponentit.

Taajuusmuuttajien sähkömoottorille syöttämän jännitteen ohjaukseen käytetään pulssinleveysmodulaatiota. Moottorille syötettävä jännite ei ole sinimuotoista modulaation vuoksi, vaan se muodostuu useista peräkkäisistä jännitepulsseista. Ainoastaan jännitteen lyhytaikainen keskiarvo lähestyy sinimuotoista jännitettä. Tämän takia moottorin käämityksiin muodostuva virta on säröytynyttä, mikä johtaa käämitysten ja magneettisydämen tehohäviöiden lisääntymiseen. Taajuusmuuttaja muodostaa moottorille syötettävän jännitteen kytkemällä vaiheille välipiirin tasajännitettä halutulla logiikalla. Jännitteen pulssitus aiheuttaa moottorin syöttöön nopeita jännitteen nousuaikoja, jotka rasittavat moottorin eristeitä. Tämän lisäksi, jos moottoria syötetään pitkillä kaapeleilla, johtaa se jänniteheijastus- ja jännitteentuplaantumisiin, jotka osaltaan pahentavat nopeista nousunopeuksista johtuvaa moottorin kokemaa eristerasitusta.

2.1.1 Pulssinleveysmodulaatio

Pulssinleveysmodulaatio perustuu tehoelektroniikkakomponenttien kytkentään korkealla taajuudella. Tämä kytkentätaajuus on riippuvainen käytetystä puolijohdekomponentista, ja nykyisin taajuusmuuttajissa yleisesti käytetyn IGBT-kytkimen kytkentätaajuus on tyypillisesti 2–16 kHz. Suuren teholuokan sovelluksissa käytetty kytkentätaajuus on taajuusmuuttajaan muodostuvien häviöiden vuoksi rajoittunut noin 2–4 kHz välille, mutta puolijohdekomponenttien kehittyessä kytkentätaajuudet voivat kasvaa jopa 30–50 kHz luokkaan. (Shirabe, et al., 2012) Kytkentälogiikka voidaan muodostaa vertaamalla kytkentätaajuista kolmiomuotoista signaalia halutun perustaajuuden sinimuotoiseen aaltoon tai pulssinleveysmodulointi voidaan toteuttaa myös esimerkiksi avaruusvektorimoduloinnilla. Syntyvä jännitekäyrä on hyvin samankaltainen riippumatta modulointimenetelmästä, ja se koostuu useista peräkkäisistä jännitepulsseista. Kolmivaiheisessa järjestelmässä jokaiselle vaiheelle tuotetaan oma pulssitus. Yhdessä ne muodostavat kolmivaiheisen jännitteen. Syntyvä pää-

jännite eli kahden vaiheen välinen jännite on selvästi portaittainen pulssituksen takia. Käytetyllä vaihtosuuntaajatyypillä on kuitenkin vaikutusta jännitteen ja virran THD (Total Harmonic Distortion) -arvoon, eli säröytymiseen. Korkeampi säröytyminen johtaa suurempiin häviöihin esimerkiksi magneettisydänmateriaaleissa. Tyypillisen taajuusmuuttajan vaihtosuuntaaja on kaksitasoinen. Siinä vaiheen lähtöjännite syntyy kytkemällä lähtöliitin vuorotellen DC-välipiirin positiiviseen jännitteeseen ja negatiiviseen jännitteeseen. Moottorin pääjännite syntyy kahden vaihejännitteen erotuksena (kuva 3). Vaihtosuuntaaja voidaan toteuttaa myös monitasoisena, jolloin vaihejännite kytkeytyy useammalle eri jännite-atasolle, ja pääjännitteestä tulee entistäkin monitasoisempaa. Sen seurauksena virran säröytyminen on vähäisempää kuin kaksitasomuuttajissa. Monitasoisen vaihtosuuntaajan kustannus on kuitenkin merkittävästi suurempi perinteiseen kaksitasoiseen vaihtosuuntaajaan verrattuna, mikä johtuu siitä, että monitasoisessa vaihtosuuntaajassa kytkentäkomponenttien määrä on moninkertainen. Suurin osa käytössä olevista taajuusmuuttajista on tämän takia kaksitasoisia vaihtosuuntaajia hyödyntäviä.



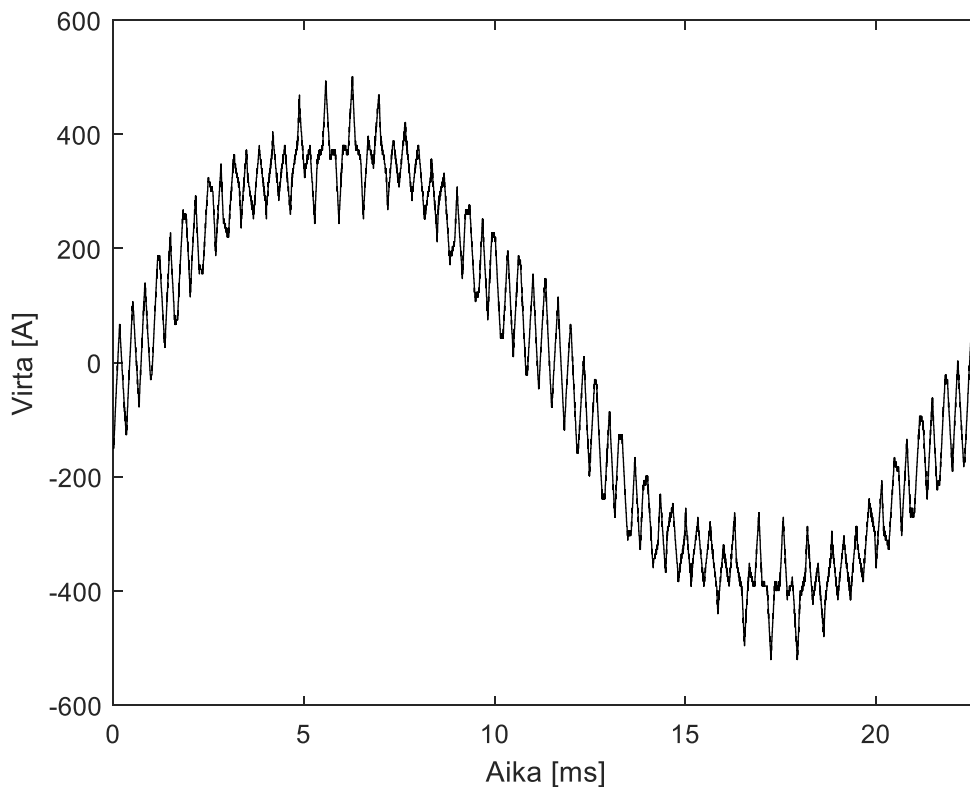
Kuva 3. Pulssinleveysmoduloinnin pääjännite kaksitasoisessa vaihtosuuntaajassa.

2.1.2 Pulssinleveysmoduloinnista aiheutuva virran säröytyminen

Portaittainen jännitemuoto muodostaa käämityksiin säröytyneen virtamuodon. Induktiivisissa järjestelmissä, kuten moottorikäimityksessä, virta ei pysty muuttumaan hetkessä vaan se on riippuvainen induktanssista sekä syötetystä jännitteestä seuraavasti

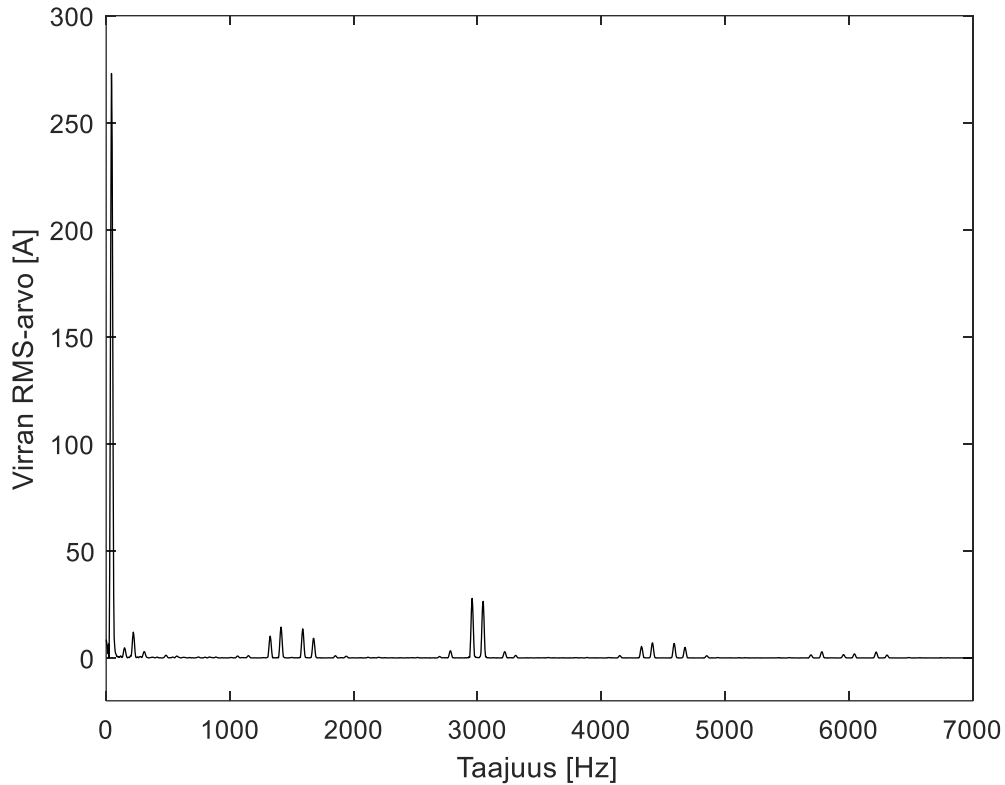
$$\frac{di}{dt} = \frac{u(t)}{L}, \quad (2.1)$$

jossa i on virta [A], u on jännite [V] ja L on induktanssi [H]. Induktanssi muodostuu kuvan 2 mukaisesti kuristimen, kaapelin ja moottorin induktansseista. Jännite on modulaatiossa kytkettävä DC-välipiirin jännite, joka kytkeytyy kahden vaiheen välille. Kun käämitykseen syötetään pulssimaista jännitettä, virta nousee syötetyn jännitteen pulssinleveyden eli ajan dt perusteella, ja laskee samalla periaatteella yhtälön (2.1) mukaisesti. Muodostuva virranmuoto on lähes sinimuotoista moduloidulla perustaajuudella, mutta se on selkeästi säröytynyt (kuva 4).



Kuva 4. Virran säröytyminen taajuusmuuttajakäytössä. Tässä esimerkissä perustaajuus on 44 Hz, kytkentätaajuus 1,5 kHz ja nimellisvirta 280 A.

Tämä säröytyminen näkyy virran taajuusspektrissä kytkentätaajuuden sekä sen monikertojen ympärillä näkyvinä pylväinä. Kuvassa 5 on esitetty kuvan 4 säröytyneen virran taajuusspektri.



Kuva 5. Pulssinleveysmoduloidun virran taajuusspektri. Kytkeäntätaajuuden (1500 Hz) ja sen monikertojen ympärille muodostuvat taajuuskomponentit näkyvät kuvassa selvästi.

Korkeataajuiset komponentit aiheuttavat lisähäviöitä käämityksiin virranhahtoilmiön sekä muiden ilmiöiden, kuten läheisyysvaikutuksen takia. Myös induktiivisen komponentin sydänmateriaalissa muodostuu häviöitä korkeiden taajuuksien vaikutuksesta. Näitä häviöitä kutsutaan hystereesi- ja pyörrevirtahäviöiksi, ja niitä pyritään minimoimaan pitämällä käämityksen sekä sydänlaminoinnin paksuus hyväksyttävällä tasolla verrattuna korkeataajuuskomponenttien tunkeutumissyvyyteen. Tunkeutumissyvyys δ materiaalissa tietyllä taajuudella f voidaan määrittää yhtälöllä:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f\mu}}, \quad (2.2)$$

jossa ρ on materiaalin resistiivisyys [Ωm], ω on kulmataajuus [rad/s], μ on permeabiliteetti materiaalissa [H/m] ja f on taajuus [Hz]. Lisäksi induktiivisten komponenttien sydänmate-

riaalihäviöihin PWM-syötössä merkittävä vaikutus näyttäisi olevan hystereesisilmukkaan muodostuvilla alisilmukoilla (Fujisaki & Liu, 2014). Niiden pinta-ala on verrannollinen niistä syntyviin ylimääräisiin hystereesihäviöihin. Tämä vaikutus korostuu matalammilla kytkentätaajuuksilla, koska tällöin virran väre ja siten siitä muodostuvan alisilmukan pinta-ala on suurempi. (Yao, et al., 2017) (Aarniovuori, et al., 2013) Esimerkiksi (Zhu, et al., 2019) tulosten perusteella häviöt voivat olla jopa 2–3-kertaiset 1,5 kHz kytkentätaajuudella, kun taas esimerkiksi 10 kHz kytkentätaajuudella häviöt ovat noin 1,7-kertaiset, kun tilanteita verrataan täysin sinimuotoiseen magnetointiin. Hystereesihäviöt käsitellään tarkemmin kuristimen häviötarkastelun yhteydessä kappaleessa 2.2.2.

2.1.3 Pitkien moottorikaapeleiden aiheuttamat ilmiöt

Pulssinleveysmodulaatio muodostaa moottorin syöttökaapeliin perättäisiä jännitepulsseja, jotka etenevät kaapelia pitkin moottorille yleensä noin 150 metriä mikrosekunnissa. Kun pulssin nouseva reuna kohtaa impedanssiepäjatkuvuuden kaapelin päädyssä, johon moottori on kytketty, aiheutuu siitä jänniteheijastumisilmiö. Impedanssiepäjatkuvuudella tarkoitetaan syöttökaapelin ja moottorin ominaisimpedanssien eroa, koska moottorin ominaisimpedanssi on yleensä moninkertaisesti suurempi kuin kaapelin. Kaapelivalmistaja Beldenin verkkosivuilta löytyy kaapelitarjonta taajuusmuuttajakäyttöisille moottoreille. Oppaan mukaan kaapeleiden ominaisimpedanssi Z_c vaihtelee 36–90 Ω välillä (Belden, 2023). Moottorin ominaisimpedanssin Z_{mot} arviointiin nimellistehon P perusteella voidaan käyttää (Liu & Skibinski, 2017) esittämää kokeellista yhtälöä

$$Z_{mot} = 1423 \cdot P[\text{HP}]^{-0,55} \approx 1200 \cdot P[\text{kW}]^{-0,55}, \quad (2.3)$$

Jänniteheijastumisen suuruutta voidaan arvioida heijastumiskertoimen Γ avulla, joka on riippuvainen moottorin ja kaapelin ominaisimpedanssien suhteesta

$$\Gamma = \frac{Z_{mot} - Z_c}{Z_{mot} + Z_c}, \quad (2.4)$$

Moottorin liittimissä näkyvä jännite on siten

$$U_{mot} = U_{inv}(1 + \Gamma), \quad (2.5)$$

jossa U_{inv} on invertterin syöttämä jännite eli DC-välipiirin jännite. Koska moottorin ominaisimpedanssi on yleensä paljon suurempi kuin kaapelin ominaisimpedanssi, voidaan heijastumiskertoimen olettaa olevan maksimissaan 1. Kun tämän sijoittaa yhtälöön (2.5) saadaan moottorin napajännitteeksi suurimmillaan kaksi kertaa invertterin syöttöjännite. Kaapelin ominaisimpedanssi on kuitenkin suurempi kuin nolla, joten todellinen jännite on alle tämän arvon, ja heijastumiskerroin onkin yleensä välillä 0,6–0,9 (Pyrhönen, et al., 2016).

Jännitteenheijastumisesta aiheutuva jännitteen kasvu tapahtuu vain, jos aika joka jännitepulssilta menee saavuttaakseen moottorin ylittää 1/2 jännitepulssin nousuajasta t_r (Mini, et al., 2016). Muutoin heijastelevat jänniteaallot vaimentavat toisiaan, eikä jännite nouse merkittävästi yli alkuperäisen jännitepulssin suuruuden. Jännitepulssin etenemisnopeus v kaapelissa voidaan esittää yhtälöllä

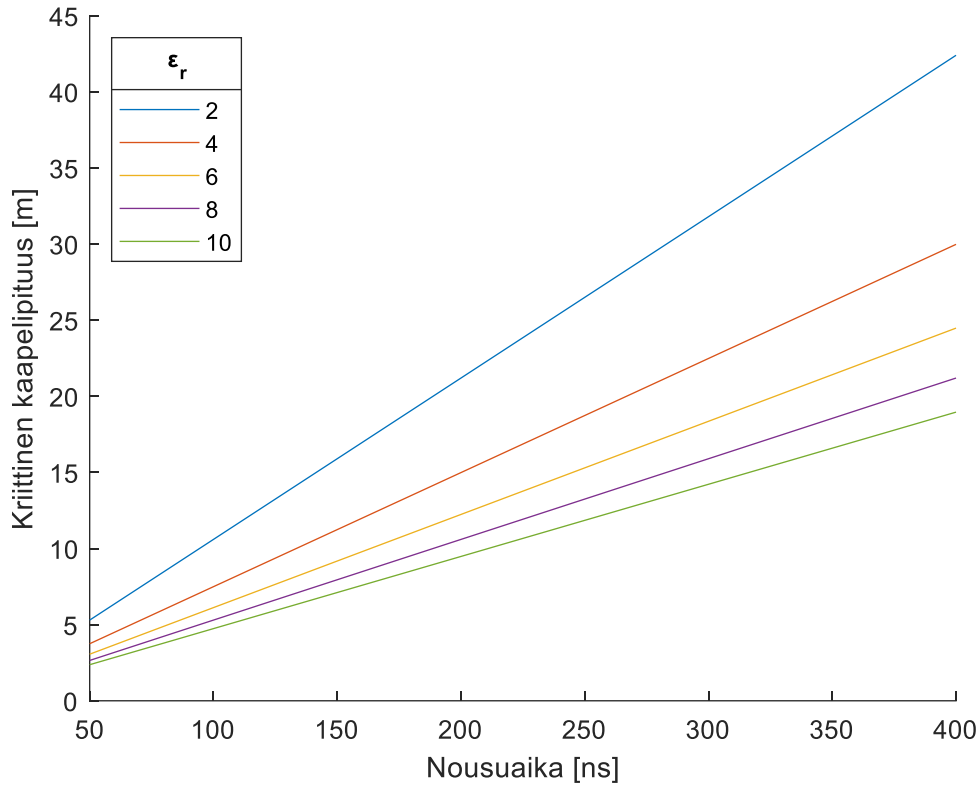
$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}} \approx \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (2.6)$$

jossa c on valonnopeus tyhjiössä ($2,998 \times 10^8$ m/s), ε_r on kaapelissa käytetyn eristemateriaalin suhteellinen permittiivisyys ja μ_r eristemateriaalin suhteellinen permeabiliteetti. Suhteellisen permeabiliteetin oletetaan olevan eristemateriaaleissa $\mu_r = 1$. Kaapeleiden eristemateriaaleina käytetään erilaisia muovimateriaaleja, joista moottorikäytöissä yleisimmin käytetyt ovat PVC- ja PE-muovit. PE-muovin suhteellinen permittiivisyys $\varepsilon_r = 2,3$ ja PVC-muovin $\varepsilon_r = 3,5-8$ (Anixter, 2024). Kaapelivalmistajat suosittelevat käyttämään taajuusmuuttajakäytöissä kaapeleita, jotka ovat eristetty PE-muovista valmistetulla XLPE-materiaalilla. Sen ominaisuudet sopivat paremmin pulssinleveysmoduloituun jännitepulssitukseen esimerkiksi sen pienemmän suhteellisen permittiivisyyden perusteella, kun verrataan PVC-muovista valmistettuihin eristemateriaaleihin. Aika joka jännitepulssilta menee saavuttaakseen moottorin τ_t , on

$$\tau_t = \frac{l_c}{v} = \frac{l_c \sqrt{\varepsilon_r}}{c}, \quad (2.7)$$

jossa l_c on syöttökaapelin pituus [m]. (Jiang, et al., 2013) IGBT-komponenttien jännitteen nousuaika on tyypillisesti 50–400 ns (Sibinski, et al., 1997). Jos esimerkiksi oletetaan käytetyn kaapelin eristemateriaalin suhteellisen permittiivisyyden olevan $\varepsilon_r = 2$, saadaan kriittiseksi kaapelipituudeksi 5–40 metriä, riippuen käytetystä kytkentäkomponentista. Jänniteheijastumisesta aiheutuva jännitteentuplaantuminen tulee ongelmaksi tietyissä tapauksissa jo hyvinkin lyhyillä moottorikaapeleilla, ja taajuusmuuttajavalmistajat suosittelevatkin

pitämään moottorille menevän kaapelin pituuden alle 50 metrissä. Kriittisen kaapelipituuden riippuvuus jännitepulssin nousunopeudesta ja kaapelin eristemateriaalin suhteellisesta permittiivisyydestä on esitetty kuvassa 6.



Kuva 6. Kriittisen kaapelipituuden riippuvuus jännitepulssin nousuajasta ja eristemateriaalin suhteellisesta permittiivisyydestä.

2.2 Kuormakuristin

Kuormakuristin (myös moottorikuristin) asennetaan taajuusmuuttajaohjatussa moottorikäytössä taajuusmuuttajalta lähtevän, moottoria syöttävän kaapelin alkupäähän. Kuristimen käytön yhtenä tarkoituksena on lisätä syöttökaapelin alkupäähän impedanssia, jolloin kaapeliin syntyvien jänniteheijastusten heijastumiskerroin pienenee. Näin saadaan rajoitettua moottorin terminaaleihin muodostuvan jännitteen suuruutta, ja suojeltua moottorin eristerakenteita. Kuormakuristimelle on erityisesti tarvetta sellaisten moottorien kanssa, joita ei ole alun perin suunniteltu taajuusmuuttajakäyttöön. Tämän takia niiden eristerakenteita ei ole suunniteltu kestäväksi taajuusmuuttajakäytössä esiintyviä jännitteenousunopeuksia ja jännitetasoja. Kuormakuristinta voidaan hyödyntää myös vähentämään moottorin häviöitä erityisesti matalilla kytkentätaajuuksilla (Strandt, et al., 2014).

Moottorikuristimen paikalla voidaan käyttää myös kuristimen ohella kondensaattorin sisältäviä alipäästösuodattimia, joilla voidaan rajoittaa jännitteen nousunopeuksia (du/dt -suodatin) tai suodattaa PWM-syöttöä siten, että moottorille syötetty jännite on sinimuotoista (sinisuodatin). Tämän tyyppisillä suodattimilla pystytään myös vaimentamaan yhteis- muotoisia virtoja, ja suojelemaan moottoria esimerkiksi laakereihin syntyviltä virtareiteiltä. Nämä ovat kuitenkin kalliimpia ja muodostavat moottorikäyttöjärjestelmään enemmän häviöitä, sekä pienentävät moottorille syötettävän jännitteen suuruutta enemmän kuin yksinkertainen kuormakuristin.

2.2.1 Kuristimen perusrakenne ja suunnittelukriteerit

Kuristimen perusrakenne muodostuu ilma- tai rautasydäimestä, käämityksestä ja ilmaväleistä. Kuristimet voivat olla yksi- tai kolmivaiheisia. Kolmivaiheinen kuristin voidaan toteuttaa kolmella erilliskomponentilla, jotka muodostuvat rautasydäimestä ja käämityksestä. Yleensä tällaisessa rakenteessa käytetään rengassydäntä. Kolmivaiheinen kuristin voidaan rakentaa myös yhteiselle rautasydämelle, jonka pääosat ovat kolme pylvästä sekä kaksi iestä. Tässä työssä tarkastellaan kolmivaiheisen yhteisen rautasydämen omaavan rakenteen suunnittelua. Suunnittelun lähtöarvoina ovat tyypillisesti ainakin seuraavat tiedot:

- tavoiteinduktanssi
- jännitekestoisuus
- virta
- perustaajuus
- pulssinleveysmodulaation kytkentätaajuus

Tavoitteena on määrittää käämityksen materiaali, koko ja kierrosmäärä, rautasydämen materiaali ja poikkipinta-ala sekä ilmavälin pituus. Suunnittelussa tulee ottaa huomioon lämpenemä eri osakomponenteissa, käytettävissä oleva tila, kustannukset sekä valmistettavuus.

Lämpenemää rajoittavat standardin IEC 60085 lämpöluokitukset sähköisten komponenttien eristemateriaaleille ja -järjestelmille (IEC, 2007). Eristemateriaalit kuluvat esimerkiksi haurastumalla, kun ne altistuvat korkeille lämpötiloille. Tämän seurauksena komponentin elinikä pienenee, kun sen kuumimman pisteen lämpötila nousee. Suunnittelemalla kompo-

nentti siten, että sen lämpenemä pysyy valitun lämpöluokan rajoissa, ja käyttämällä kyseiselle lämpöluokalle tehtyjä eristemateriaaleja, voidaan komponentin elinikä taata eristyksen osalta tietyn mittaiseksi. Kun komponentin lämpenemä vastaa eristeen lämpöluokan maksimi lämpötilaa, on eristeen nimelliskäyttöikä 20 000 h. Komponentti voidaan kuitenkin suunnitella siten, että sen lämpenemä on pienempi kuin valitun eristeen lämpöluokan sallima maksimi lämpötila. Eristeen käyttöikä kaksinkertaistuu, kun sen käyttölämpötila laskee 10 K. Kuumimman pisteen maksimi lämpötila eri lämpöluokilla on esitetty taulukossa 1.

Taulukko 1. IEC 60085 standardin mukaiset lämpöluokat sekä niiden sallimat kuumimman pisteen lämpötilat eristemateriaaleille. Suluisissa on merkitty luokkien vanha merkintätapa, jotka ovat edelleen aktiivisessa käytössä.

90 (Y)	90 °C
105 (A)	105 °C
120 (E)	120 °C
130 (B)	130 °C
155 (F)	155 °C
180 (H)	180 °C

Käämitys voidaan tehdä erimuotoisista käämimateriaaleista, joita ovat pyöreä käämilanka, muotolanka, folio ja korkeataajuuskäytöissä käytetty litz-lanka. Käämimateriaalit ovat yleisesti alumiini tai kupari. Alumiini on halvempi ja kevyempi vaihtoehto, mutta suuremman resistiivisyytensä vuoksi se muodostaa enemmän virtalämpöhäviöitä kuin vastaavan kokoinen kuparikäämi. Käämi- ja muotolangalla voidaan käämiä sellaiset kuristimet, jotka vaativat suhteellisen paljon käämikierroksia. Foliokäämintä on hyvä vaihtoehto, kun virtataso on suuri ja kierroksia tarvitaan vähän. Siinä kuitenkin muodostuu kapasitanssia komponentin käämikerrosten välille. Tämä pääty-päätykapasitanssi muodostaa kuristimen rakenteeseen rinnakkaisen pieni-impedanssisen reitin korkeataajuisille virtakomponenteille, joka voi heikentää kuristimen suorituskykyä, jos sitä ei oteta huomioon käämityksen suunnittelussa. Pääty-päätykapasitanssia voidaan vähentää esimerkiksi käyttämällä paksua kerrosten välistä eristemateriaalia ja valitsemalla pienipermittiivisiä eristeitä.

Induktoreissa ja kuristimissa tarvitaan yleensä ilmaväli magneettiipiiriin varastoimaan energiaa ja linearisoimaan magneettiipiiriä luomalla magneettiipiiriin lisää reluktanssia eli

magneettista vastusta. Reluktanssi R_m kuvaa magneettiin magnetomotorisen voiman ja magneettivuon suhdetta

$$R_m = \frac{F}{\Phi} = \frac{\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l}}{\Phi}, \quad (2.8)$$

jossa F on magneettiin magnetomotorinen voima [A], joka saadaan integroimalla magneetikentänvoimakkuus \mathbf{H} koko magneettiin \mathbf{l} ympäri ja Φ on magneettivuo [Wb]. Reluktanssi voidaan määrittää sydängeometrian avulla magneettiin olevalla sydänmateriaalille ja ilmapälille

$$R_{m,c} = \frac{l_m}{\mu_{r,c} \mu_0 A_c}, \quad (2.9)$$

$$R_{m,a} = \frac{l_a}{\mu_0 A_c}, \quad (2.10)$$

$$R_m = R_{m,c} + R_{m,a}, \quad (2.11)$$

missä l_m ja l_a ovat magneettiin olevan sydänmateriaalin ja ilmapälän pituus [m], $\mu_{r,c}$ on sydänmateriaalin suhteellinen permeabiliteetti, μ_0 on tyhjiön permeabiliteetti [$4\pi \times 10^{-7}$ H/m] ja A_c on rautasydämen poikkipinta-ala [m²]. Ilmapälän kohdalla syntyy reunakenttä, jolloin sen reluktanssin laskennassa tulisi käyttää pinta-alan arvona suurempaa kuin sydämen poikkipinta-alaa, ja sitä voidaan arvioida rautasydämen geometrian avulla (Hoke & Sullivan, 2002). Yksinkertaisin tapa ottaa huomioon reunakenttä on kasvattaa sekä poikkipinnan leveyttä, että syvyyttä kahdella ilmapälällä l_a (Pyrhönen, et al., 2013). Käytännössä ilmapäli toteutetaan kuitenkin saatavilla olevilla eristemateriaalipaksuuksilla siten, että kuristimen induktanssi on tarpeeksi lähellä tavoiteinduktanssia. Standardin IEC-61558 mukaisesti vaihteluväli voi olla ± 10 %, mutta se voidaan myös sovelluskohtaisesti määrittää pienemmäksi tai suuremmaksi. Sopiva yhdistelmä eri paksuisia materiaaleja joudutaan iteroimaan induktanssimittausten avulla, ja paksuutta voidaan käytännössä muuttaa noin 0,1 mm välein. Kuristimen induktanssi määräytyy magneettiin kokonaisreluktanssista ja kierrosmäärästä

$$L = \frac{N^2}{R_m}, \quad (2.12)$$

jossa N on käämin kierrosmäärä. Magneettiin reluktanssi määräytyy lähes täysin ilmapälän reluktanssista: otetaan esimerkiksi tapaus, jossa tavoiteinduktanssi on 10 μ H ja valit-

tu kierrosmäärä on $N = 10$ kierrosta. Rautasydämen poikkipinta-ala on 100 mm^2 , magneetti-piiriin pituus on 200 mm ja raudan suhteellinen permeabiliteetti on 3000 . Magneetti-piiriin tarvitaan siis yhtälön (2.12) mukaisesti $1 \times 10^7 \text{ H}^{-1}$ reluktanssia. Sydänmateriaalin tuottama reluktanssi on noin 530500 H^{-1} . Ilmavälin pitää siis tuottaa reluktanssia noin 9500000 H^{-1} , eli noin 95% kokonaisreluktanssista. Tarvittavan ilmavälin pituudeksi tässä esimerkissä saadaan yhtälön (2.10) avulla noin $1,2 \text{ mm}$.

Kolmivaiheisessa kuristinrakenteessa yhdelle pylväälle muodostuu reluktanssi R_m , joka määräytyy lähes täysin ilmavälin pituudesta kuten edellä olevassa esimerkissä. Reluktanssi on yhtä suuri jokaisella pylväällä. Merkitään pylväitä ja vaihekäämityksiä kirjaimilla i, j ja k . Symmetrisessä kolmivaihejärjestelmässä kuristimen toimintaa on helppoa tarkastella tilanteessa, jossa virta on yhdellä vaiheella huippuarvossaan, ja muilla vaiheilla puolet negatiivisesta huippuarvosta. Tällöin yhdelle pylväälle muodostuu magneettivuo Φ , ja kahdelle muulle pylväälle eri suuntaan kulkeva magneettivuo $\frac{1}{2}\Phi$. Kullakin pylväällä oleva käämi huolehtii sen pylvään magnetoinnista, joten yhden pylvään käämitykseen muodostuu käämivuo Ψ , joka määritetään seuraavasti

$$\Psi = N\Phi, \quad (2.13)$$

Käämityksen induktanssi voidaan myös ilmaista käämivuon ja käämityksessä kulkevan virran suhteena (Zhang, 1987)

$$L = \frac{\Psi}{I}, \quad (2.14)$$

Kolmivaiheisessa kuristinrakenteessa kahden vaihekäämityksen välille muodostuu myös keskinäisinduktanssi M , kun yhden vaihekäämityksen muodostama magneettivuo läpäisee toisen vaihekäämityksen. Se on riippuvainen tarkasteltavien vaihekäämityksien itseinduktanssien suuruudesta sekä kuristimen rakenteesta. Esimerkiksi vaiheiden i ja j välinen keskinäisinduktanssi on

$$M_{ij} = k\sqrt{L_i L_j}, \quad (2.15)$$

missä k on kytketymskerroin, joka kuvaa miten suuri osa muodostuneesta magneettivuo-
sta läpäisee toisen vaihekäämityksen (Chang-Soon, et al., 2013). Sen arvo voi olla vä-
lillä $0 < k < 1$. Jos kytketymskerroin on $k = 1$, läpäisee muodostunut magneettivuo täysin
toisen vaihekäämityksen, ja käämitykset ovat täysin kytketyneitä. Käytännössä osa mag-

neettivuosta ei kuitenkaan läpäise toista käämitystä, ja kytkeytymiskerroin on alle yksi. Tarkasteltavassa kuristinrakenteessa itseisinduktanssit L_i ja L_j ovat likimäärin yhtä suuret, joten keskinäisinduktanssi on

$$M_{ij} = M_{ik} = k\sqrt{L_i^2} = kL_i, \quad (2.16)$$

Kolmivaiheisessa kuristimessa yksi vaihekäämitys muodostaa keskinäisinduktanssit molempien kahden muun vaihekäämityksen kanssa, ja muodostunut magneettivuo jakautuu kahteen pylvääseen, jolloin kytkeytymiskerroin kahden käämityksen välillä voi olla enintään 0,5. Kytkeytymiskertoimet voivat vaihdella varsinkin tarkasteltaessa reunimmaisten vaihekäämitysten muodostamia keskinäisinduktansseja, koska tarkasteltava sydänrakenne on epäsymmetrinen. Yhden vaiheen käämivuo on tällöin sen oman käämityksen magneetoinnin ja muiden vaiheiden käämitysten magneetoinnin summa

$$\Psi_i = L_i I_i + M_{ij} I_j + M_{ik} I_k = L_i I_i + kL_i I_j + kL_i I_k, \quad (2.17)$$

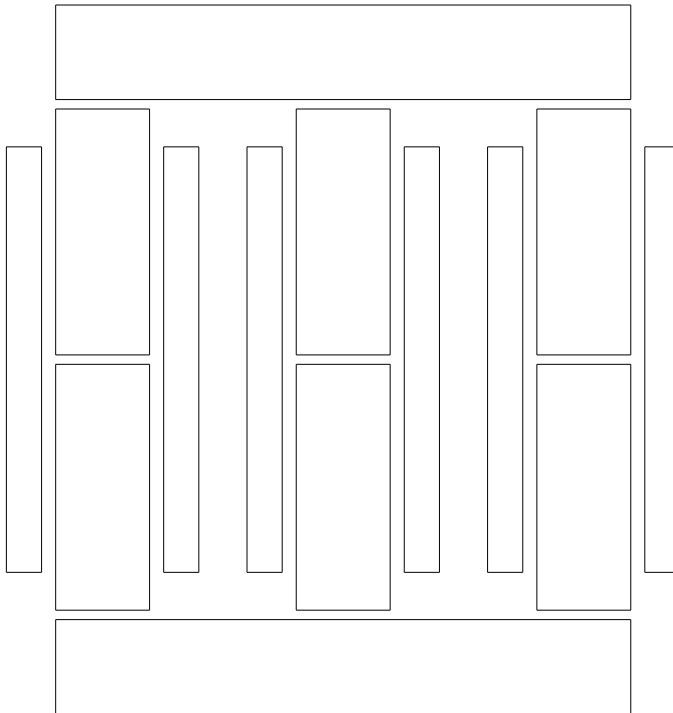
Tilanteessa, jossa vaiheen i virta on huipussaan, ovat keskinäisinduktanssit negatiiviset ja muiden vaiheiden virrat puolet negatiivisesta huippuarvosta. Vaiheen i käämivuo on siis

$$\begin{aligned} \Psi_i &= L_i I_i - \frac{1}{2} L_i \left(-\frac{1}{2} I_i\right) - \frac{1}{2} L_i \left(-\frac{1}{2} I_i\right) \\ &= L_i I_i + \frac{1}{4} L_i I_i + \frac{1}{4} L_i I_i = \frac{3}{2} L_i I_i, \end{aligned} \quad (2.18)$$

Tästä nähdään yhtälön (2.17) avulla, että vaiheen kokonaisinduktanssi on 1,5-kertainen sen vaihekäämityksen itseisinduktanssista.

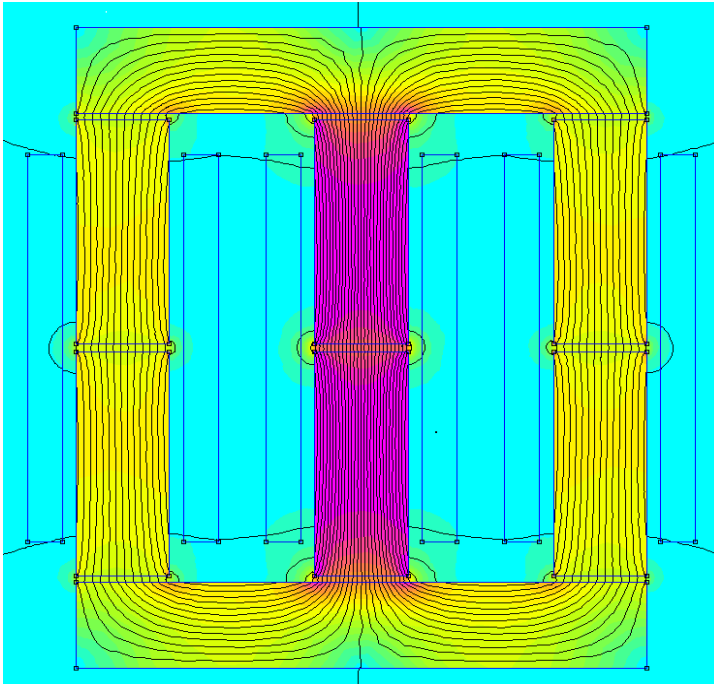
Magneettivuon reunakenttä voi aiheuttaa merkittäviä lisähäviöitä ilmavälin kohdalla olevassa käämimateriaalissa, jos käämitys on lähellä ilmaväliä. Reunakenttää voidaan vähentää jakamalla ilmaväli tasaisesti magneettiipiirin pituudelle. Optimaalisin tapa olisi jakaa ilmaväli äärettömän pieniin osiin, kuten esimerkiksi pulverimateriaaleissa, joissa ilmavälin oletetaan jakautuvan koko sydämen pituudelle. Laminoituissa sydämissä se on kuitenkin mahdotonta, ja ilmaväli voidaan jakaa helposti vain olemassa olevien eristemateriaalien paksuuksien mukaisesti. Tällä tavalla ilmaväli voidaan suunnitella ja toteuttaa noin 0,1 mm tarkkuudella, tässä työssä tarkasteltavan sydänrakenteen tapauksessa. Lisäksi ilmavälien määrä tulee valita siten, että pylväk jakautuu valmistettavuuden kannalta soveltuviin pituuksiin.

Kuvassa 7 on esimerkki tarkasteltavasta kuristinrakenteesta. Tässä tapauksessa ilmväli on jaettu kolmeen yhtä suureen osaan, joista yksi on sijoitettu pylvään keskelle sekä kaksi pylvään molempiin päihin, pylvään ja ikeen yhtymäkohtaan. Tällainen toimintatapa ilmväliden sijoittelussa on valmistettavuuden kannalta helppoa, mutta häviötarkastelussa se ei ole optimaalisin tapa. Käämitykset on esitetty kuvassa suorakaiteen muotoisina kokonaisuuksina, ja ne sisältävät käämit ja eristykset.



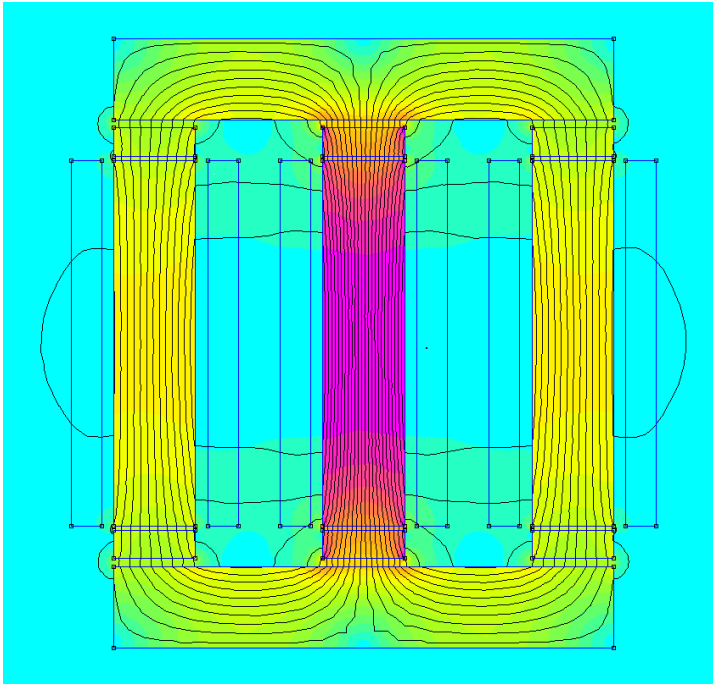
Kuva 7. Kolmivaiheinen kuristinrakenne.

Tällaista kaksiulotteista CAD-piirustusta voidaan käyttää FEM (Finite Element Method) -mallinnuksessa, jos esimerkiksi halutaan tarkastella magneettivuon kulkeutumista sydänrakenneessä sekä ilmväliden kohdalla. Näin voidaan esimerkiksi löytää suunnittelussa sydänrakenneessä olevia vuontihentymiä, jotka voivat muodostaa lämpöpesäkkeitä sydämen osiin. Kuvassa 8 on esimerkkirakenteen mallinnustulos, ja siinä näkyy, kuinka vuo jakautuu sydämessä sekä muodostaa reunakenttiä ilmväliden kohdalla. Mallinnus on tehty tilanteelle, jossa keskimmäisen vaiheen virta on huipussaan, jolloin reunimmaisten vaiheiden virrat ovat $-\frac{1}{2}$ huippuarvosta. Tällaista menetelmää voidaan hyödyntää suunnittelussa, mutta tulosten tarkkuus ja oikeellisuus riippuvat hyvin paljon käyttäjän osaamisesta sekä syötöparametrien asettelusta.



Kuva 8. FEMM 4.2 ohjelmalla mallinnettu esimerkisydänrakenne yksinkertaisella ilmavälien sijoittelulla. Kuvassa keskimmäisen pylvään vaihevirta on huipussaan ja kahden reunimmaisen pylvään vaihevirta puolet negatiivisesta huipusta.

Reunakentistä aiheutuvia häviöitä käämimateriaalissa voidaan välttää sijoittamalla ja jakamalla keskellä pylvästä oleva ilmaväli sellaiseen paikkaan, jossa reunakenttä ei läpäise käämitystä. Kuvassa 9 keskimäinen ilmaväli on jaettu ja sijoitettu pylväiden molempiin päihin, pois käämityksen alueelta. Vuo jakautuu tasaisemmin keskellä pylvästä eikä tunkeudu käämitykseen. Lisäksi reunakenttiin muodostuvien ylimääräisten rautahäviöiden jäädyttäminen on helpompaa, koska lämpenevä alue ei ole käämityksen alla. Ikeen ja pylvään yhtymäkohtaan muodostuvat hajavuoreitit kuitenkin monimutkaistuvat, jolloin vaaditun induktanssin saavuttaminen voi osoittautua haasteellisemmaksi kuin edellisessä tapauksessa.



Kuva 9. FEMM 4.2 ohjelmalla mallinnettu sydängeometria vaihtehtoisella ilmavälien sijoittelulla. Kuvassa keskimmäisen pylvään vaihevirta on huipussaan ja kahden reunimmaisena pylvään vaihevirta puolet negatiivisesta huipusta.

Kuvista 8 ja 9 nähdään lisäksi, että vuontiheys on suurimmillaan käämitysten sisällä, sydämen pylväissä, eivätkä kuristimen ikeet altistu missään tilanteessa yhtä suurille vuontiheyksille kuin pylväät. Lisäksi vuoviivat kulkevat suurimman osan ikeen pituudesta hieman poikittain levyn pituussuuntaan nähden. Tämän takia niissä voitaisiin häviötarkastelun näkökulmasta perustellusti käyttää suurempihäviöistä kidesuuntaamatonta materiaalia, vaikka pylväissä, joissa vuo kulkee lähes täysin pituussuuntaisesti, olisikin käytetty kidesuunnattua materiaalia. Toinen vaihtoehto optimointiin olisi myös pienemmän poikkipinta-alan käyttö iespaloissa.

2.2.2 Kuristimen häviöt

Sähkömagneettisissa komponenteissa häviöt voidaan yleisesti jakaa virtalämpö- ja rautahäviöihin. Virtalämpöhäviöt P_w muodostuvat käämityksen resistanssin ja virran tehollisarvon perusteella

$$P_w = RI^2, \quad (2.19)$$

jossa R on käämityksen resistanssi [Ω] ja I on käämityksessä kulkeva virran tehollisarvo [A]. Tasavirtaresistanssi voidaan määrittää käämimateriaalin resistiivisyyden ja käämin mitoituksen perusteella

$$R = \frac{l_w \rho}{A_w}, \quad (2.20)$$

jossa l_w on käämin pituus [m], ρ on materiaalin resistiivisyys [Ωm] ja A_w on käämimateriaalin poikkipinta-ala [m^2]. Resistanssin arvo vastaa käämin tasavirtaresistanssia. Vaihtovirtatilanteessa käämin resistanssi kuitenkin kasvaa, koska käämimateriaalin tehollinen poikkipinta-ala pienenee virranahtoilmion takia, kun tunkeutumissyvyys materiaalissa pienenee yhtälön (2.2) mukaisesti. Virtalämpöhäviöt voidaan esittää taajuuden funktiona seuraavasti

$$P_w(f) = R(f)I^2(f), \quad (2.21)$$

$$R(f) = \frac{l_w \rho}{A_w(f)}, \quad (2.22)$$

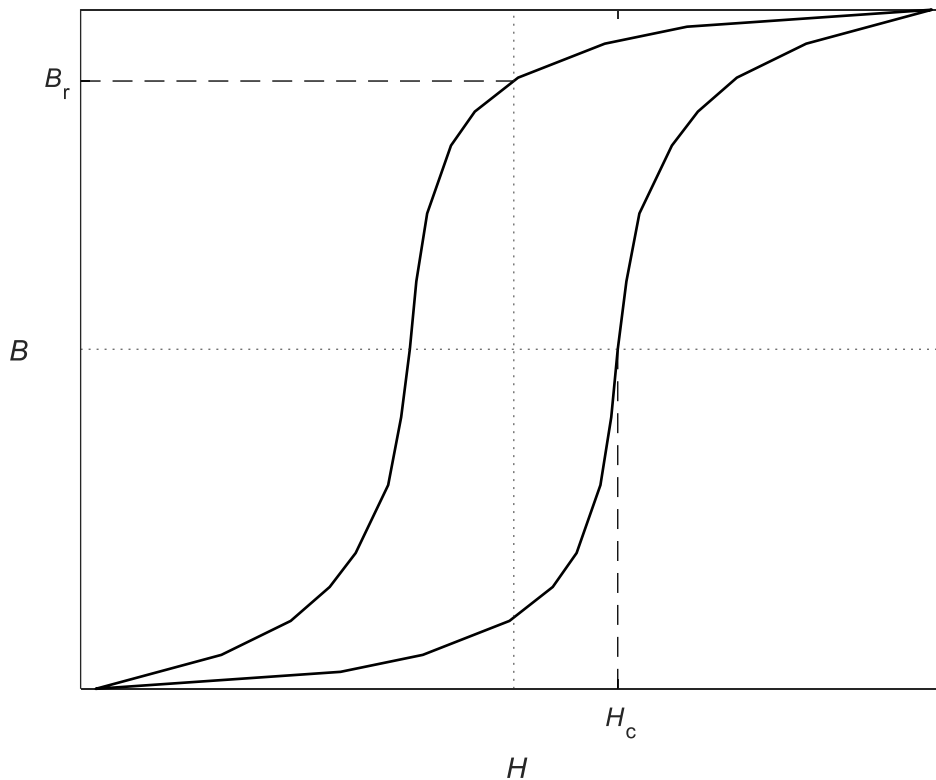
$$A_w(f) = \pi r^2 - \pi(r - \delta(f))^2, \quad (2.23)$$

missä r on käämimateriaalin säde, kun käytetään pyöreää lankaa vapaassa tilassa (Mizutani, et al., 2020). Muiden käämimateriaalimuotojen tapauksessa taajuuden vaikutus tunkeutumissyvyyteen ja sitä kautta käämihäviöihin voidaan laskea samalla tavalla ottamalla huomioon materiaalin geometria. Lisäksi huomioonotettavaa on läheisyysvaikutus, kun useita virtaa kuljettavia johtimia on vierekkäin, minkä takia virta jakautuu entisestään vain osaan johdinta korkeilla taajuuksilla. Virtaa kuljettava johdin muodostaa ympärilleen magneettikentän, jonka vaikutuksesta viereisiin johtimiin syntyy pyörrevirtoja. Pyörrevirrat kiertävät johdinmateriaalia niin, että toisessa laidassa johdinta ne kulkevat päävirtaa vastaan, ja toisessa laidassa samaan suuntaan päävirran kanssa. Tämän seurauksena virta pakkautuu johtimen toiseen laitaan.

Sydämen rautahäviöt voidaan jakaa pyörrevirta-, hystereesi- ja lisähäviöihin. Pyörrevirtahäviöt syntyvät materiaalissa vaihtelevan magneettivuon seurauksena. Pyörrevirrat muodostuvat materiaaliin kohtisuoraan vuon kulkusuuntaan nähden suljetuiksi virtareiteiksi, jotka aiheuttavat lämpenemistä materiaalin resistiivisyyden mukaisesti. Pelkkien pyörrevirtahäviöiden arviointiin tietyllä taajuudella eri paksuisissa laminaattimateriaaleissa voidaan käyttää seuraavaa yhtälöä

$$P_{c,ec} = \frac{wh\pi^2 f^2 d^3 \hat{B}^2}{6\rho} = \frac{v\pi^2 f^2 d^2 \hat{B}^2}{6\rho}, \quad (2.24)$$

jossa w on laminaatin pituus, h laminaatin leveys ja d on laminaatin paksuus (Pyrhönen, et al., 2013). Pyörrevirtahäviöitä voidaan vähentää käyttämällä korkeamman resistiivisyyden omaavaa materiaalia sekä muodostamalla magneettisydän ohuista toisistaan eristetyistä levyistä. Hystereesihäviöt muodostuvat, kun materiaalissa olevat magneettialkiot sijoittuvat magneettikentän suuntaisiksi. Muuttuvassa magneettikentässä alkiot seuraavat magneettikentän suunnanmuutoksia, ja tästä liikkeestä aiheutuu lämpöhäviöitä. Magneettimateriaalissa magneettikentänvoimakkuuden (H) kasvaessa, kasvaa myös magneettivuon tiheys (B). Kentänvoimakkuuden heikentyessä, ei magneettivuo kuitenkaan pienene samassa suhteessa, vaan sille jää positiivinen arvo kentänvoimakkuuden saavuttaessa nolla-arvon. Tätä vuon arvoa kutsutaan remanenssivuoksi B_r . Magneettivuon saamiseksi nolnaan, on materiaalia magnetoitava negatiiviseen suuntaan koersiivikentänvoimakkuuden H_c verran. Sinimuotoisessa verrattain matalataajuisessa magnetoinnissa yhden jaksonajan aikana BH -käyrä (kuva 10) muodostaa suljetun pinnan, jonka pinta-ala taajuudella kerrottuna on materiaaliin syntyvä hystereesihäviö.



Kuva 10. Sinimuotoisen magnetoinnin BH -hystereesisilmukka.

Sydänmateriaaleissa syntyvät häviöt ovat voimakkaasti riippuvaisia taajuudesta sekä magneettivuon suuruudesta, jolla niitä magnetoidaan. Itse silmukan muotokin muuttuu taajuuden muuttuessa. Varsinkin nyt tarkastellussa PWM-käytössä kuristimeen syötetty virta muodostuu useista taajuuskomponenteista, ja sydämen rautahäviöt tulee laskea jokaiselle taajuuskomponentille sitä vastaavalla vuontiheydellä. Sydämen rautahäviöitä on perinteisesti tarkasteltu Steinmetzin yhtälön avulla

$$P_c = kf^\alpha \hat{B}^\beta, \quad (2.25)$$

jossa k , α ja β ovat sydänmateriaalin ominaisvakioita ja \hat{B} on magneettivuon tiheyden huippuarvo [T]. Sydänmateriaalien ominaisvakiot ovat joissakin tapauksissa ilmoitettu valmistajan datalehdissä, tai ne voidaan myös selvittää valmistajan ilmoittamien häviökäyrien avulla. Valmistajien ilmoittamat ominaisvakiot kuvaavat yhtälön (2.25) mukaista häviölaskentaa.

Häviölaskennassa voidaan käyttää myös Bertottin rautahäviömallia, joka sisältää termit hystereesi-, pyörrevirta- ja lisähäviöille

$$P_c = k_h f \hat{B}^2 + k_{ec} f^2 \hat{B}^2 + k_{ex} (\hat{B} f)^{\frac{3}{2}}, \quad (2.26)$$

jossa yhtälön ensimmäinen termi kuvaa hystereesihäviöitä, toinen pyörrevirtahäviöitä ja kolmas lisähäviöitä. Pyörrevirtahäviöiden vakio k_{ec} voidaan määrittää laminaattimateriaalin ominaisuuksien perusteella seuraavasti

$$k_{ec} = \frac{\pi^2 \sigma d^2}{6}, \quad (2.27)$$

jossa σ on materiaalin johtavuus [S/m] (Freitag, 2017). Näillä yhtälöillä voidaan laskea sinimuotoisen magnetoinnin aiheuttamat häviöt sydänmateriaalissa, mutta magnetoinnin ollessa PWM-muotoista, ei niitä voi käyttää suoraan sydämen rautahäviöiden laskentaan.

Erilaisten magnetointimuotojen häviökäsittelyyn on ehdotettu useita eri tapoja, ja esimerkiksi (Li, et al., 2001) ovat esittäneet tavan ei-sinimuotoisten käyrämuotojen rautahäviöiden laskentaan, ja sitä kutsutaan yleistetyksi Steinmetzin yhtälöksi (Generalized Steinmetz Equation, GSE)

$$\bar{P}_c = \frac{1}{T} \int_0^T k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha |B(t)|^{\beta-\alpha} dt, \quad (2.28)$$

jossa vakio k_i lasketaan yhtälöllä

$$k_i = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^\alpha |\sin \theta|^{\beta-\alpha} d\theta}, \quad (2.29)$$

GSE-yhtälö ei ota huomioon magnetointiin muodostavia alisilmukoita, mutta (Venkatachalam, et al., 2002) ovat esittäneet parannellun yhtälön, joka pystyy ottamaan ne huomioon. Tätä yhtälöä kutsutaan parannetuksi yleistetyksi Steinmetzin yhtälöksi (Improved Generalized Steinmetz Equation, IGSE)

$$\bar{P}_c = \frac{1}{T} \int_0^T k_i \left| \frac{dB}{dt} \right|^\alpha |\Delta B|^{\beta-\alpha} dt, \quad (2.30)$$

jossa vakio k_i lasketaan yhtälöllä

$$k_i = \frac{k}{(2\pi)^{\alpha-1} \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^\alpha 2^{\beta-\alpha} d\theta}, \quad (2.31)$$

Steinmetzin yhtälössä ja siitä johdetuissa yhtälöissä ominaisvakiot ovat riippuvaisia taajuudesta, ja niiden valinta johtaa epätarkkuuteen varsinkin käytettäessä GSE- ja IGSE-yhtälöitä. Huomattava on, että ominaisvakiot ovat riippuvaisia myös esimagnetoinnista materiaalissa, mutta esimerkiksi laminoidussa sähkölevyssä tämän ilmiön vaikutus häviöihin on merkityksetön (Mühletaler, et al., 2010).

2.2.3 Rautasydänmateriaalien ominaisuuksia

Sähkömagneettisten komponenttien sydämissä käytetään ferromagneettisia aineita, ja niistä yleisimmin käytetty on rauta. Rautaan voidaan sekoittaa muita aineita, joilla sen magneettisia ominaisuuksia voidaan muokata halutunlaiseksi. Sydänmateriaalien keskeisimmät ominaisuudet ovat kyllästyspolarisaatio J_{sat} , kyllästysvuontiheys B_{sat} , koersiivisuus H_c , remanenssi B_r , suhteellinen permeabiliteetti μ_r , resistiivisyys ρ , magnetostriktiivisyys ja tiheys ρ_m .

Sydänmateriaalin ominaisuuksia voidaan tarkastella hystereesikäyrän avulla (kuva 10). Hystereesikäyrä näyttää kentänvoimakkuuden H ja magneettivuon B yhteyden. Tämä yhteys ei ole koko toiminta-alueella lineaarinen, vaan kentänvoimakkuuden kasvaessa tiettyyn pisteeseen, ei magneettivuo enää kasva. Tätä ilmiötä kutsutaan materiaalin kyllästy-

miseksi, ja sitä pyritään yleensä välttämään sähkömagneettisissa komponenteissa. Komponentit pyritään lähtökohtaisesti suunnittelemaan lähelle kyllästysvuontiheyttä, jotta niiden koko saadaan pysymään mahdollisimman pienenä. Magneettimateriaalissa syntyvien häviöiden suuruus on kuitenkin voimakkaasti riippuvainen magneettivuon tiheydestä, joten lopullinen mitoitusvuontiheys on rajoitettu komponentin lämpenemän perusteella.

Koersiivisuus tarkoittaa materiaalin ominaisuutta, jossa siihen jää polarisaatiota, vaikka sen magnetointi poistetaan. Tämä nähdään hystereesikäyrästä siitä, ettei se seuraa samaa reittiä magneettivuon pienentyessä kuin sen kasvaessa. Koersiivikentänvoimakkuus H_c voidaan katsoa hystereesikäyrän vaaka-akselilta, kun magneettivuon tiheys on nolla. Materiaalin koersiivisuus vaikuttaa suoraan materiaalin hystereesihäviöihin, koska se kasvattaa hystereesisilmukan sisään jäävää pinta-alaa. Tämä ominaisuus on merkittävä myös PWM-magnetoinnissa, koska siinä magneettivuohon tulee värettä kytkentätaajuuden mukaisesti, ja jokaisesta kytkentätapahtumasta aiheutuu hystereesisilmukkaan ylimääräisiä alisilmukoita. Alisilmukat kasvattavat hystereesisilmukan kokonaispinta-alaa, ja täten hystereesihäviöitä. PWM-käytöissä magneettimateriaalin koersiivikentänvoimakkuuden halutaan siis olevan mahdollisimman pieni, koska pienen koersiivisuuden omaava materiaali reagoi nopeammin muuttuvaan magneettivuohon, jolloin hystereesisilmukan kokonaispinta-ala pienenee.

Resistiivisyys vaikuttaa materiaaliin syntyvien pyörrevirtojen suuruuteen. Rautasydän rakennetaan laminoimalla se ohuista levyistä, jolloin sydämeen muodostuvista pyörrevirroista aiheutuvat lämpöhäviöt pienenevät. Lisäksi pyörrevirtahäviöiden pienentämiseksi rautaan sekoitetaan pieni määrä, yleensä 3 m-%, piitä. Tällöin sydänmateriaalin resistiivisyys kasvaa, ja pyörrevirroista aiheutuvat häviöt pienenevät. Materiaalivalmistajat tarjoavat myös laminaattia, jossa on 6,5 m-% piitä, mikä parantaa entisestään laminaattimateriaalin suorituskykyä korkeiden taajuuksien käytöissä. Korkeampi piiosuus kuitenkin muuttaa materiaalin rakennetta hauraammaksi ja kovemmaksi, minkä takia sen valmistus ja käsittely vaativat erikoistuneempia tekniikoita, jotka nostavat materiaalin hintaa (Ouyang, et al., 2019). Valmistuskustannus verrattuna perinteiseen 3 m-% piitä sisältävään materiaaliin on arvioitu olevan noin viisinkertainen (Cui, 2020).

Permeabiliteetti kuvaa materiaalin kykyä magnetoitua ulkoisen magneettikentän takia, eli jo aiemmin mainittua magneettikentänvoimakkuuden ja magneettivuon yhteyttä.

$$B = \mu H, \quad (2.32)$$

Epälineaarisuuden takia permeabiliteetti ei ole vakio, kun magnetointi lähestyy materiaalin kyllästysaluetta. Tällöin magneettikentän ja -vuon suhde voidaan esittää inkrementaalisenä, kun kentänvoimakkuuden muutokset ovat pieniä.

$$\Delta B = \mu \Delta H, \quad (2.33)$$

Sydänmateriaaleista voidaan vertailla niiden maksimaalista suhteellista permeabiliteettia, joka määritetään BH -käyrästä origosta tangentialisesti piirretyn viivan kulmakertoimesta. Suhteellisen permeabiliteetin maksimaaliset arvot vaihtelevat 100–1000000 välillä riippuen materiaalista.

Magnetostriktiivisyys kuvaa materiaalin dimensioiden muutosta, kun se altistuu ulkoiselle magneettikentälle. Esimerkiksi muuntajista lähtevä matalataajuinen humina johtuu magneettimateriaalien magnetostriktiivisyydestä. Pulssinleveysmoduloidussa käytössä komponentin sydäimestä lähtevä ääni voi nousta merkittäväksi, koska silloin kytkentätaajuinen magnetointi aiheuttaa melua juuri ihmisen kuulon keskitaajuusalueella.

Sähkömagneettisissa komponenteissa käytettyjä sydänmateriaaleja ja niiden tyypillisiä ominaisuuksia on esitetty vertailua varten taulukossa 2. Taulukossa esitetyt arvot ovat eri materiaalivalmistajien antamien sekä tieteellisten julkaisujen ilmoittamia viitteellisiä arvoja.

Taulukko 2. Sydänmateriaaleja ja niiden ominaisuuksia

Materiaali	Tyyppi	B_{sat} [T]	H_c [A/m]	ρ [Ωm]	Tiheys ρ_m [g/cm ³]
Laminoitu piirauta	Fe-3m-%Si	1,85	40-80 ^[1]	48×10^{-8}	7,65
	Fe-6,5m-%Si	1,8	19-40 ^[2]	82×10^{-8}	7,49
Amorfiset materiaalit	Metglas® 2605SA1	1,56	2,4	130×10^{-8}	7,18
	Nanokristalli	1,25	0,8	130×10^{-8}	7,2
Pulverimateriaalit		0,8–1,5	<500	$<100 \times 10^{-8}$	7,6
Ferriitit		<0,5	150-300	0,5-10	4,8

Lähteet: [1] (Shcherbakov, et al., 2004); [2] (Mazaleytrat, 2021)

Ferriittimateriaalit ovat suosittuja korkeataajuisissa sovelluksissa niiden erittäin suuren resistiivisyyden vuoksi. Niitä käytetään yleensä pienitehoisissa komponenteissa. Ferriittien

matala kyllästymisvuontiheys tarkoittaa, että magneettisten komponenttien tulisi olla suhteellisen suurikokoisia, minkä takia niitä ei ole järkevää käyttää suuritehoisissa sovelluksissa. Lisäksi ferriittisydämien käyttöä suurikokoisissa komponenteissa hankaloittaa niiden hauraus.

Joidenkin pulverimateriaalien ominaisuudet sopisivat periaatteessa hyvin suuritehokäyttöihin, mutta käytännössä niiden valmistus on rajoittunut suhteellisen pieniin, yleensä rengassydämiin. Pulverisydämissä ilmaväli on jakautunut tasaisesti koko materiaalin pituudelle, jolloin voidaan välttää suurista ilmaväleistä aiheutuvat ylimääräiset rautahäviöt ja ympäröiviin käämityksiin syntyvät häviöt. Pulverimateriaalit ovat hyvä vaihtoehto, kun voidaan käyttää vakiokokoisia rengassydämiä, ja tarvittava käämimateriaalin koko ei ole erityisen suuri. Pienten sydänkokojen ja sen myötä pienten käämimateriaalien takia pulverisydämisten komponenttien suunnitteluvirtataso on rajoittunut joihinkin kymmeneen ampeereihin.

Laminoidut piiraudat ovat hyviä vaihtoehtoja niiden korkean kyllästysvuontiheyden ansiosta. Niitä voidaan käyttää vaivattomasti monissa sovelluksissa, koska niitä on suhteellisen helppo valmistaa ja käyttää erilaisissa muodoissa ja kokoluokissa. Verrattuna muihin materiaaleihin piiraudalla on alhainen resistanssi, jonka takia siihen muodostuu enemmän pyörrevirtahäviöitä. Häviöiden takia magneettisen komponentin suunnitteluvuontiheyttä ei voida yleensä asettaa lähelle kyllästymisvuontiheyttä, vaan se joudutaan asettamaan sitä matalammaksi. Tällä hetkellä yleisesti käytössä olevan 3 m-% piitä sisältävän piiraudan suunnitteluvuontiheys PWM-käytöissä on noin 0,7–1,1 T riippuen käytetystä jäähdytysratkaisusta. Kun tarkastellaan 6,5 m-% piitä sisältävän piiraudan ominaisuuksia, huomataan sillä olevan noin kaksinkertainen resistanssi sekä puolikas koersiivisuus 3 m-% piirautaan verrattuna. Kyllästysvuontiheys 6,5 m-% piitä sisältävällä materiaalilla on vielä (Haiji, et al., 1996) mukaan ilmoitettu olevan vain maksimissaan 1,3 T. Materiaalivalmistaja JFE-Steel Corporation kuitenkin markkinoi omaa Super CoreTM-materiaalia, jonka kyllästysvuontiheys on verrattavissa 3 m-% piitä sisältävään materiaaliin, eli noin 1,8 T (JFE Steel Corporation, 2024). Näiden asioiden perusteella materiaaliin syntyvät häviöt rajoittavat magneettisten komponenttien suunnittelua vähemmän, ja esimerkiksi suunnitteluvuontiheys voidaan asettaa korkeammaksi, jolloin komponentin koko ja massa pienenevät. Olettavasti 6,5 m-% piirauta on kuitenkin kalliimpaa kuin 3 m-% piirauta, mutta materiaalisäästö ja sen vaikutus komponentin kokoon sekä massaan voivat tehdä siitä houkuttelevan materiaalivalinnan PWM-käyttöihin.

Lisäksi taulukossa 2 on tarkasteltu amorfisia materiaaleja: Metglas® 2605SA1 ja nanokristalli. Molempia materiaaleja markkinoidaan soveltuviksi korkeataajuuskäyttöihin, ja vertailuarvot tukevat sitä. Amorfisten materiaalien resistiivisyys ja varsinkin koersiivisyys vähentävät häviöitä verrattuna piirautoihin. Nanokristallin tapauksessa B_{sat} -arvo tarkoittaa, ettei sen käyttö kuitenkaan tuo hyötyä magneettisten komponenttien suunnitteluun, koska sen avulla komponenttien kokoa ei saada pienennettyä merkittävästi. Materiaalin käytöllä voidaan kuitenkin määrätyissä tapauksissa välttää kalliimmat ja monimutkaisemmat jäähdytysratkaisut, mutta sellaisissakin tapauksissa säästö komponentin kokonaiskustannukseen saattaa jäädä minimaaliseksi materiaalin suhteellisen korkean kustannuksen takia. Metglas® 2605SA1-materiaalin B_{sat} - ja tiheysarvojen perusteella magneettisten komponenttien kokoa sekä massaa saataisiin pienennettyä, mutta tämänkin materiaalin kanssa kokonaisvaikutus komponenttien kustannuksiin pienenee materiaalin suhteellisen korkean kustannuksen takia.

3 Rautasydänmateriaalin valinta häviölaskennan perusteella

Tässä luvussa esitetään menetelmä sydämen rautahäviöiden arviointiin, kun käytettävissä on magneettimateriaalivalmistajien ilmoittamat tiedot. Tärkeimpänä lähtötietona on kuitenkin pulssinleveysmoduloinnista muodostuva säröytynyt virtamuoto, joka voidaan erotella sen sisältämiin taajuuskomponentteihin. Sydänmateriaalien ominaisuuksia suunnittelun näkökulmasta vertaillaan kolmen kiinnostuksen alaisena olevan materiaalin avulla; 0,27 mm paksu kidesuunnattu 3 m-% piitä sisältävä piirautalaminaatti, 0,10 mm paksu 6,5 m-% piitä sisältävä piirautalaminaatti sekä amorfinen materiaali Metglas® 2605SA1.

3.1 Säröytynyt virta

Kuten aiemmin luvussa 2.1.2 mainittiin, aiheuttaa pulssinleveysmodulointi syöttövirtaan säröytymistä, joka on riippuvainen taajuusmuuttajan DC-välipiirin jännitteestä, kytkentätaajuudesta sekä kuormana olevasta induktanssista. Kuorman induktanssi muodostuu moottorin ja kaapelin induktanssista sekä muista mahdollisista induktiivisista komponenteista, kuten kuristimesta tai suodattimesta. Moottorisyöttöön lisättävä kuristin tai suodatin siis pienentää hieman omalta osaltaan virran säröytymistä.

3.1.1 Pulssinleveysmoduloinnista säröytyneen virran taajuussisältö

Kuvassa 4 on esitetty esimerkkitapaus säröytyneestä virrasta pulssinleveysmoduloidussa käytössä. Häviölaskentaa varten virta jaetaan sen sisältämiin taajuuskomponentteihin. Esimerkiksi (Salmi, 2019) esittää selkeästi merkittävimpien taajuuskomponenttien määrittämisen kolmivaiheisessa taajuusmuuttajakäytössä. Merkittävimmät taajuuskomponentit muodostuvat perustaajuuden parittomien monikertojen, jotka eivät ole perustaajuuden kolmen kerrannaisia, kohdalle, sekä kytkentätaajuuden ja sen monikertojen ympärille. Perustaajuuden harmonisia taajuuksia kutsutaan pääkaistan (engl. base-band) harmonisiksi taajuuksiksi, ja ne voidaan laskea seuraavasti

$$f_{\text{BB}} = \nu f_0, \quad (3.1)$$

jossa ν on kolmella jakamaton pariton kokonaisluku. KytKentätaajuuden harmonisia taajuuksia kutsutaan sivukaistan (engl. side-band) harmoniksi taajuuksiksi, joista merkittävimmät ovat seuraavissa joukoissa

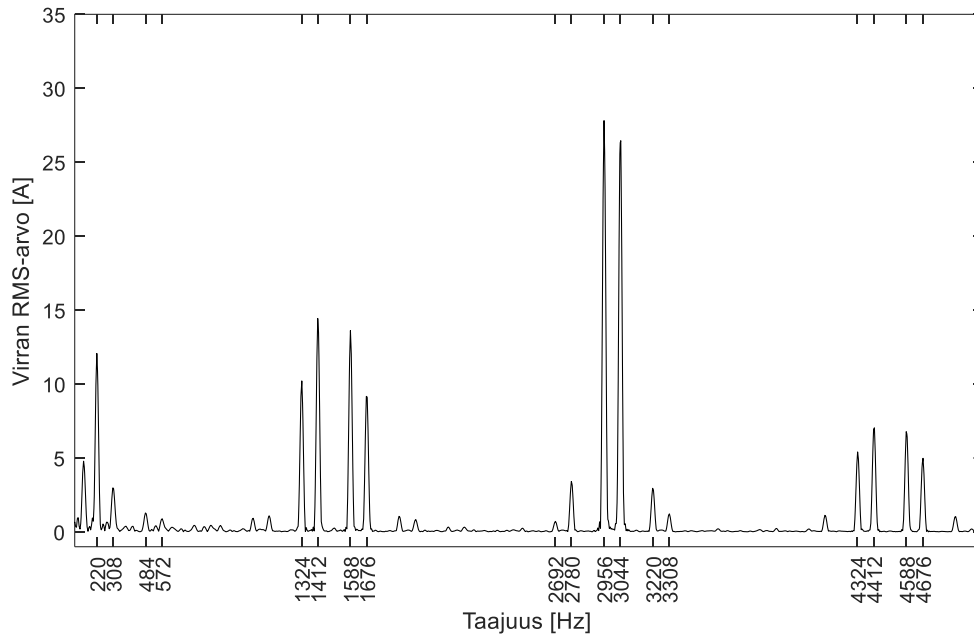
$$\begin{aligned} f_{SB1} &= \{f_{sw} \pm 2f_0, f_{sw} \pm 4f_0\}, \\ f_{SB2} &= \{2f_{sw} \pm f_0, 2f_{sw} \pm 5f_0, 2f_{sw} \pm 7f_0\}, \\ f_{SB3} &= \{3f_{sw} \pm 2f_0, f_{sw} \pm 4f_0\}, \end{aligned} \quad (3.2)$$

Salmen (2019, s. 21–26) maisterityössä on esitetty merkittävimpien taajuuskomponenttien määrittämisen perustelut kattavammin. Esimerkkitapauksessa, jossa perustaajuus f_0 on 44 Hz ja kytKentätaajuus f_{sw} on 1500 kHz merkittävimmät taajuuskomponentit on esitetty taulukossa 3.

Taulukko 3. Merkittävimmät taajuudet esimerkkitapauksessa.

Taajuusjoukko	Taajuudet [Hz]
f_{BB}	44, 220, 308, 484, 572...
f_{SB1}	1324, 1412, 1588, 1676
f_{SB2}	2692, 2780, 2956, 3044, 3220, 3308
f_{SB3}	4324, 4412, 4588, 4676

Kuvaan 11 on merkattu merkittävimmät harmonistaajuudet kuvan 4 esimerkkitapauksen taajuusspektriin. Siitä nähdään, että määritetyt taajuudet vastaavat hyvin taajuusspektrin suurimpia taajuuskomponentteja. Kunkin taajuuskomponentin virran RMS-arvon suhde perustaajuisen komponentin virran RMS-arvoon on esitetty taulukossa 4.

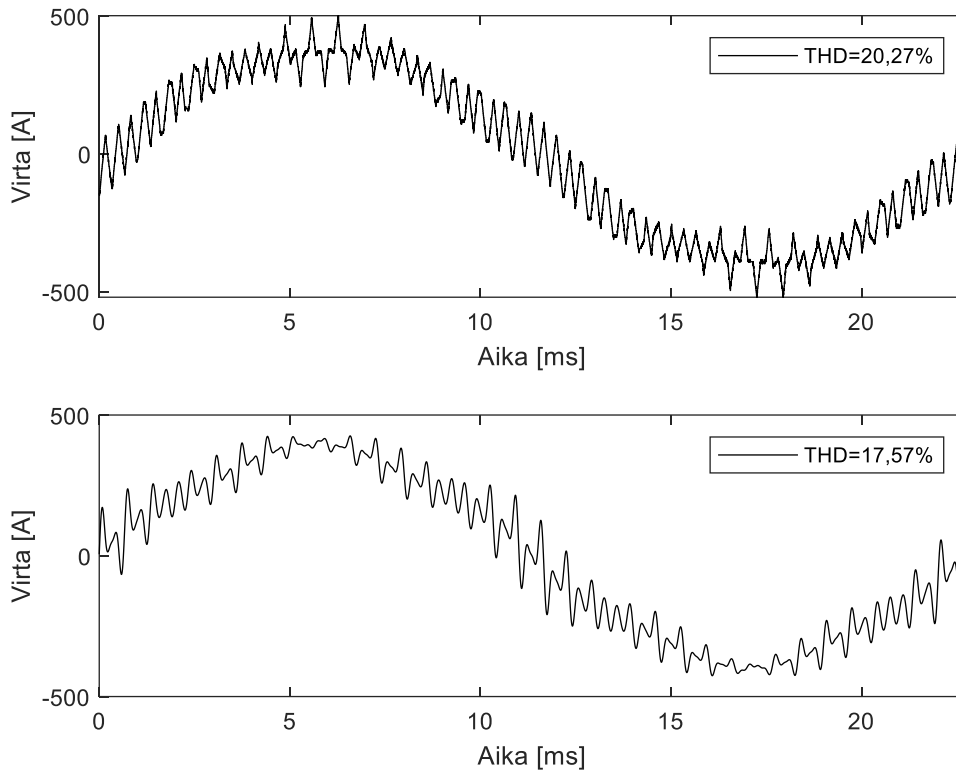


Kuva 11. Merkittävimmät harmonistaajuuudet esimerkitapauksen taajuusspektrissä.

Taulukko 4. Merkittävimpien taajuuskomponenttien virran RMS-arvojen suhde perustaajuisen komponentin virran RMS-arvoon.

f_{BB}		f_{SB1}		f_{SB2}		f_{SB3}	
f [Hz]	f/f_0	f [Hz]	f/f_0	f [Hz]	f/f_0	f [Hz]	f/f_0
44	100 %	1324	3,7 %	2692	0,3 %	4324	2,0 %
220	4,4 %	1412	5,3 %	2780	1,2 %	4412	2,6 %
308	1,1 %	1588	5,0 %	2956	10,2 %	4588	2,5 %
484	0,5 %	1676	3,4 %	3044	9,7 %	4676	1,8 %
572	0,3 %			3220	1,1 %		
				3308	0,4 %		

Seuraavaksi kuvassa 12 on esitetty merkittävimpien taajuuksien perusteella muodostetun virtakäyrän vertailu mitattuun käyryyn.



Kuva 12. Merkittävimmillä taajuuskomponenteilla muodostetun säröytyneen virtakäyrän vertailu mitattuun virtakäyrään.

Vertailusta nähdään, että muodostettu virtakäyrä ei vastaa täysin mitattua. Tällä menetelmällä voidaan kuitenkin luoda säröytynyt virtamuoto PWM-käyttöön suunniteltavan komponentin tarkastelua varten suhteellisen yksinkertaisesti. Taajuuskomponenttien suuruuden arviointi sekä niiden vaihesiirtymän huomiotta jättäminen luovat kuitenkin virhettä tulokseen. Taajuusmuuttajakäyttöä voidaan myös tarkastella luomalla esimerkiksi Simulink-ympäristöön malli, joka sisältää mallit moottorille, kaapelille, kuristimelle ja kytkentäloogiikalle. Näin saataisiin tuotettua esiteltyä menetelmää tarkempi virtakäyrä analysointia varten.

3.2 Materiaalien häviötarkastelu

Kidesuunnatulle 3 m-% piitä sisältävälle materiaalille on helposti saatavilla häviötietoja verkkotaajuuksille 50 Hz ja 60 Hz, mutta korkeataajuushäviötietoja ei ole saatavilla valmistajien jakamissa datalehdissä. Tieteellisissä julkaisuissa ei tämän tyyppisen materiaalin korkeataajuushäviöitä ole juuri tutkittu. Yrityksellä on kuitenkin kattava mittaustieto tälle

materiaalille, mitä voidaan käyttää häviöiden laskemiseen. Tätä tietoa ei kuitenkaan voida julkaista tässä yhteydessä.

Muille kahdelle materiaalille on saatavilla häviötietoja myös korkeammille taajuuksille kuin vain verkkotaajuuksille. JFE-Steel 10JNEX900 -materiaalin korkeataajuushäviökartta on esitetty liitteessä 1. Amorfisen materiaalin häviölaskennassa voidaan käyttää hyödyksi (National Energy Technology Laboratory, USDOE Office of Electricity, 2018) laatimaa raporttia, jossa kyseisen materiaalin häviöominaisuuksia on tarkasteltu erilaisilla magnetoitimuodoilla. Käytetään häviöiden laskennassa sinimuotoisen magnetoinnin mittaustuloksia vertailtavuuden takia.

Materiaaleille määritetään häviödatan perusteella Bertottin rautahäviömallin, yhtälö (2.26), vakiot taajuuksien 50, 1500, 3000 ja 4500 Hz kohdalle käyttäen Matlabin Curve Fitter-käyränsovitussovellusta. Koska häviödata on ilmoitettu yksikössä W/kg, tulee Bertottin häviöyhtälö jakaa kyseisen materiaalin tiheydellä. Lisäksi tulee ottaa huomioon laminoinnista johtuva rautamateriaalin täyttökerroin, joka oletetaan kaikkien materiaalien osalta olevan 0,98. Pääkaistan harmonisille taajuuksille ei määritetä omia häviöyhtälön vakioita, vaan niiden häviöarvo lasketaan 1500 Hz vakioiden avulla. Näiden taajuuksien merkitys kokonaishäviöön on kuitenkin suhteellisen pieni.

Kun materiaalin häviökertoimet on määritetty, häviö lasketaan jokaiselle taajuuskomponentille sitä vastaavalla vuontiheyden huippuarvolla. Vuontiheyden huippuarvot määritetään kuristimen rakenteen ja kunkin virtakomponentin huippuarvon perusteella seuraavasti

$$\hat{B} = \frac{NI_h}{R_m} / A_c, \quad (3.3)$$

Kunkin taajuuskomponentin vuontiheyden huippuarvo on esitetty taulukossa 5.

Taulukko 5. Merkittävimpien taajuuskomponenttien vuontiheyksien huippuarvot.

f_{BB}		f_{SB1}		f_{SB2}		f_{SB3}	
f [Hz]	\hat{B} [T]	f [Hz]	\hat{B} [T]	f [Hz]	\hat{B} [T]	f [Hz]	\hat{B} [T]
44	0,7458	1324	0,0279	2692	0,0019	4324	0,0146
220	0,0328	1412	0,0395	2780	0,0092	4412	0,0192
308	0,0081	1588	0,0370	2956	0,0760	4588	0,0185
484	0,0034	1676	0,0251	3044	0,0722	4676	0,0136
572	0,0024			3220	0,0081		
				3308	0,0033		

Huomattavaa on, ettei tällä laskentamenetelmällä oteta huomioon eri taajuuksien esimagnetointia ja vaihesiirtymää suhteessa perustaajuuteen. Tarkemman häviölaskennan pystyy toteuttamaan esimerkiksi IGSE-yhtälöllä, mutta eri materiaalien vertailuun nyt käytetty menetelmä tuottaa hyväksyttävän tuloksen.

Seuraavaksi esitetään eri materiaalien häviölaskentaa varten määritellyt vakiot sekä laskennan tulokset. Häviölaskennan taajuuskomponenttien häviöarvot on taulukoitu liitteeseen 2. Laskennan tuloksena vertaillaan erityisesti rautahäviöiden siirtymistä ympäristöön kuvaavaa lämpövuon arvoa. Lämpövuoto saadaan laskettua jakamalla häviöteho, joka syntyy yhdessä rautasydämen pylväässä, sen lämmönsiirtopinta-alalla, eli pylvään neljän sivun yhteenlasketulla pinta-alalla. Arvo kertoo kuinka paljon lämpöä pylvään pinnalta tulisi keskimäärin saada siirrettyä ympäristöön, jotta sydänmateriaalin lämpötila asettuu tavoiteltuun lämpötila-arvoon, kun koko komponentti on saavuttanut lämpötilatasapainotilan.

3.2.1 0,27 mm Fe-3m%Si piirautalaminaatti

Merkintä Fe-3m%Si tarkoittaa, sitä että rautaan on seostettu 3 % piitä niiden yhteismassasta. Materiaalille määritetyt häviöyhtälön vakiot on esitetty taulukossa 6.

Taulukko 6. Materiaalin 0,27 mm Fe-3m%Si häviöyhtälön vakiot.

f [Hz]	k_h	k_{ec}	k_{ex}
50	323	0,25	-37,2
1500	89,2	0,25	2,99
3000	59,9	0,25	2,45
4500	342	0,25	0,88

Kokonaishäviöarvo on 7,9 W/kg. Yhden pylvään massa tällä materiaalilla on 5,24 kg, jolloin sen häviö on 41,4 W ja lämpövuoto on noin 810 W/m².

3.2.2 0,10 mm Fe-6,5m%Si piirautalaminaatti

Merkintä Fe-6,5m%Si tarkoittaa, sitä että rautaan on seostettu 6,5 % piitä niiden yhteismassasta. Materiaalille määritetyt häviöyhtälön vakiot on esitetty taulukossa 7.

Taulukko 7. Materiaalin 0,1 mm Fe-6,5m%Si häviöyhtälön vakiot.

f [Hz]	k_h	k_{ec}	k_{ex}
50	135	0,02	-7,31
1500	86,5	0,02	1,10
3000	105	0,02	0,88
4500	132	0,02	0,65

Kokonaishäviöarvo on 2,4 W/kg. Yhden pylvään massa tällä materiaalilla on 5,13 kg, jolloin sen häviö on 12,3 W ja lämpövuoto on noin 240 W/m².

3.2.3 Amorfinen materiaali Metglas® 2605SA1

Materiaalille määritetyt häviöyhtälön vakiot on esitetty taulukossa 8.

Taulukko 8. Materiaalin Metglas® 2605SA1 häviöyhtälön vakiot.

f [Hz]	k_h	k_{ec}	k_{ex}
50	101	0,00079	-2,94
1500	267	0,00079	-1,17
3000	318	0,00079	-0,88
4500	317	0,00079	-0,47

Kokonaishäviöarvo on 1,0 W/kg. Yhden pylvään massa tällä materiaalilla on 4,92 kg, jolloin sen häviö on 4,9 W ja lämpövuoto on noin 95 W/m².

3.3 Yhteenveto materiaaleista

Esitetyllä menetelmällä saaduilla häviöarvoilla eri materiaaleille voidaan vertailla häviöiden vaikutusta rautasydämen suunnitteluun. Kidesuunnatun 0,27mm Fe-3m%Si tulosta voidaan käyttää referenssiarvona vertailussa tilanteelle, jossa kuristinta ympäröivän ilmavirtauksen nopeus on ollut noin 1 m/s, ja komponentin lämpenemä on ollut hyväksyttävällä tasolla. Hyväksyttävä taso tarkoittaa tässä yhteydessä sitä, että käämityksen maksimi lämpötila on pysynyt alle valitun eristeluokan ja halutun käyttöiän perusteilla määritellyn tavoitelämpötilan. Rautasydämen lämpenemä on siis ollut tarpeeksi alhainen, ettei se ole vaikuttanut komponentin kokonaistermiseen tilanteeseen lämmittäen käämitystä liikaa. Materiaaliin Fe-3m%Si verrattuna Fe-6,5m%Si-materiaalin häviö on noin 71 % pienempi, ja amorfisen Metglas® 2605SA1-materiaalin häviö on noin 88 % pienempi. Molemmilla materiaaleilla kuristimen suunnittelua voitaisiin siis muokata siten, että niiden lämpövuoto vastaisi referenssiarvoa. Tämä voidaan toteuttaa yhtälön (3.3) mukaisesti kasvattamalla suunnitteluhuippuvuontiheyttä vähentämällä käämityskierroksia tai pienentämällä rautasydämen poikkipinta-alaa suunnitteluvaiheessa. Muutoksia tehtäessä tulee ottaa huomioon kuristimen rakenteeseen aiheutuvia vaikutuksia, jotka tulee kompensoida laskemalla uudestaan magneettipiirin reluktanssi sekä tarvittava ilmavälin pituus kappaleessa 2.2.1 esitetyllä tavalla, jotta kuristimen induktanssi pysyy samana. Optimaalinen rakenne löytyisi todennäköisesti muuttamalla sekä käämityskierroksia että rautasydämen poikkipinta-alaa, jotta saavutettaisiin mahdollisimman pienet materiaalikustannukset koko komponentille. Pienempihäviöisten rautasydämenmateriaalin korkeampi hinta verrattuna käämimateriaaleihin voi kuitenkin johtaa siihen, että rautasydämen poikkipinta-alan pienentäminen johtaa parhaaseen kustannusrakenteeseen.

Bertottin häviömallissa huippuvuontiheys vaikuttaa siten, että sen tuplaantuessa häviöt kasvavat noin 3,6-kertaiseksi. Amorfisen materiaalin tapauksessa häviöt eivät siis tässä tapauksessa rajoittaisi suunnittelua, vaan materiaalin kyllästys tulee ennemmin rajoittavaksi tekijäksi. Komponentin rautasydämen kokoa saataisiin kuitenkin pienennettyä vähintään puoleen amorfisella materiaalilla. Fe-6,5m%Si-materiaalin tapauksessa kokoa ei saataisi

tämän tarkastelun perusteella täysin puolitettua. Lämpövuon arvo vastaa Fe-3m%Si-materiaalia, kun vuontiheys on noin 1,93-kertainen. Rautasydämen kokoa voitaisiin siis pienentää noin 48 % käyttämällä Fe-6,5m%Si-materiaalia.

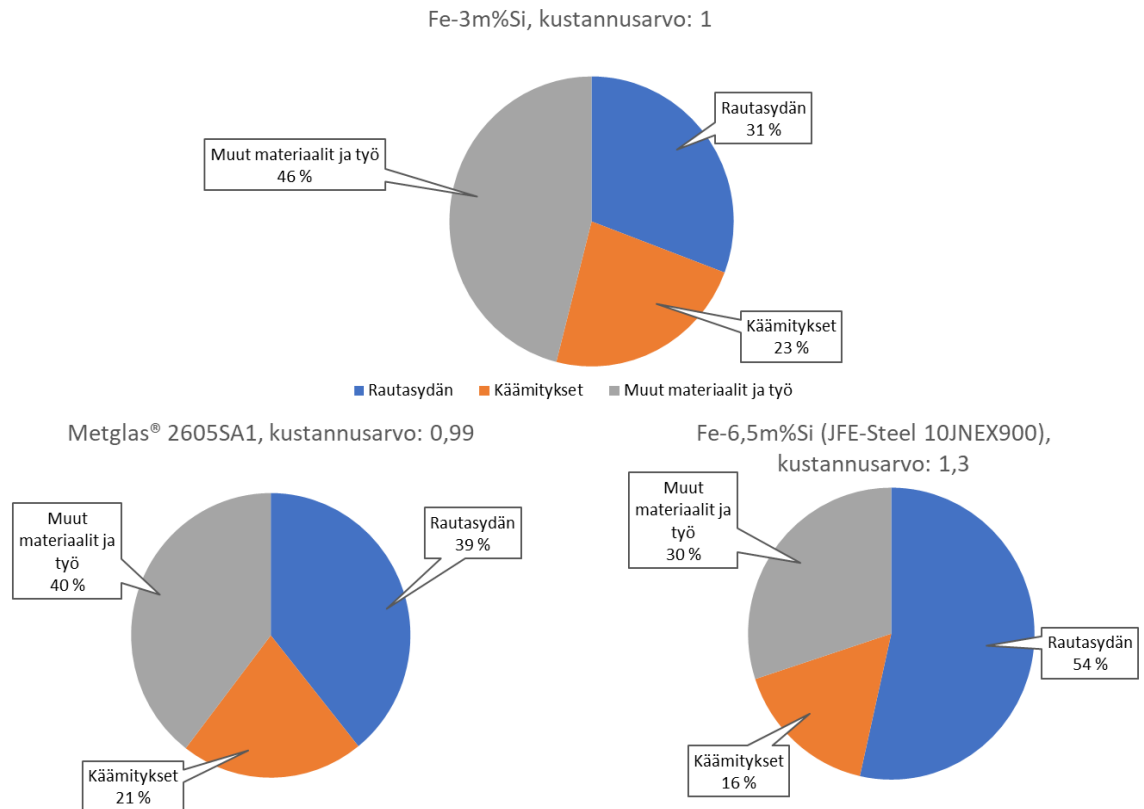
Amorfisen materiaalin hinta on noin kolminkertainen Fe-3m%Si verrattuna, joten rautasydämen koon puolittuessa on sen lopullinen kokonaishinta vain noin 1,5-kertainen referenssimateriaaliin verrattuna. Amorfisen materiaalin verrannollinen hintatieto perustuu yrityksen aikaisempiin ostotietoihin. Fe-6,5m%Si-materiaalille ei ole aikaisempaa hintatietoa, mutta vertailussa voidaan käyttää esimerkiksi aiemmin esitettyä viisinkertaista valmistuskustannuksen arviota. Fe-6,5m%Si-materiaalin hintaa on myös osittain vertailtu esimerkiksi amorfiseen materiaaliin, ja sen hinta on ilmoitettu amorfista materiaalia vastaavaksi (He, et al., 2023). Toisessa julkaisussa materiaalihinta on ilmoitettu hyvin korkeaksi, jopa 25-30-kertaiseksi, verrattuna Fe-3m%Si-materiaaliin (Kepsu, et al., 2018).

Parhaimman rautasydänmateriaalin valitsemiseksi täytyy tietenkin tarkastella myös koko kuristinkomponentille muodostuvaa hintaa. Kuristimen kokonaiskustannusrakenne muodostuu karkeasti rautasydämen, käämityksen, eristyksen, kiinnikkeiden, tukiosien ja työn hinnoista. Rautasydämen koon pienentyessä, myös muiden osakomponenttien, erityisesti tukiosien, materiaalikäyttö pienenee vähentäen niiden vaikutusta kokonaiskustannukseen. Työn kustannus pysyy yleisesti samana, mutta huomattava on kuitenkin, että komponentin koon kasvaessa tietyn kokoiseksi ja painoiseksi, on sen käsittely vaikeampaa ja enemmän aikaa vievää. Esimerkiksi komponentin nostaminen ja siirtäminen vaativat tehokkaampia nostolaitteita, ja lisäksi muut prosessit, kuten komponentin pintakäsittely, on mahdollista pienemmälle määrälle samanaikaisesti. Tällöin rautasydänmateriaalin valinnalla voi olla suuri vaikutus työkustannukseen. Käämityksen ja eristemateriaalin kustannukseen rautasydämen koon pienentyminen vaikuttaa lyhentäen niiden pituutta vähän, joten sillä ei kokonaiskustannuksen kannalta ole suurta vaikutusta.

Alla on esitetty kuristimen kustannusrakenne eri rautasydänmateriaaleilla. Vertailussa on käytetty seuraavia rajaehdoja:

- Käämitys- ja eristemateriaali sekä kierrosmäärä pidetään samana
- Fe-6,5m%Si-materiaalin suunnitteluvuontiheys on 1,93-kertainen ja amorfisen materiaalin 2-kertainen Fe-3m%Si-materiaaliin verrattuna
- Fe-6,5m%Si-materiaalin hinta on viisinkertainen ja amorfisen materiaalin kolminkertainen Fe-3m%Si-materiaaliin verrattuna

- Työn kustannus on pidetty samana, mutta muiden materiaalien kustannus on arvioitu 0,75-kertaiseksi verrokkimateriaaleja käytettäessä



Kuva 13. Kuristinkomponentin kustannusten jakautuminen eri rautasydänmateriaaleilla.

Kuvasta 13 nähdään, kuinka rautasydämen osuus kokonaiskustannuksista kasvaa rautasydänmateriaalin muuttuessa rajaehtojen puitteissa. Amorfisella materiaalilla kokonaiskustannus pysyy yhtä suurena kuin Fe-3m%Si-materiaalilla, vaikka komponentin rautasydämen ja käämityksen yhteismassa pienenee noin 53 %:iin. Fe-6,5m%Si-materiaalin kokonaiskustannus nousee noin 1,3-kertaiseksi, jolloin rautasydämen ja käämityksen yhteismassa pienenee noin 56 %:iin. Tämän perusteella amorfisen materiaali olisi paras vaihtoehto, ainakin tässä tapauksessa tehdyillä oletuksilla ja rajauksilla.

Amorfisen materiaalin alhaiset häviöt parantavat komponentin energiatehokkuutta, pienentäen lämpöhäviöistä johtuvia energiakustannuksia sen elinkaaren aikana. Amorfisen materiaalin kyllästysvuontiheys on kuitenkin matala suhteessa toisiin materiaaleihin, ja tässä tarkastelussa käytetty noin 1,44 T suunnitteluvuontiheys voi olla liian korkea, jotta komponentin induktanssi pysyisi lineaarisena sen koko käyttöalueella. Amorfisen materiaali soveltuu erinomaisesti käyttökohteisiin, joissa aktiivisen jäähdytyksen käyttö ei ole mahdollista. Lisäksi amorfisen materiaali on hyvä valinta tulevaisuudessa kasvavien kytken-

tätaajuuksien käytössä, jos perinteisimpien rautalaminaattimateriaalien käyttö on mahdollista liian suurien häviöiden vuoksi.

Fe-6,5m%Si-materiaalin hinta rajoittaa sen käytön kannattavuutta merkittävästi. Vertailussa käytetty hinta-arvio on todennäköisesti hyvin matala suhteessa sen todelliseen hintaan. Materiaali soveltuu hyvin käyttökohteisiin, joissa on mahdollista käyttää aktiivista jäähdytystä, ja käytettävissä oleva tila on rajoitettu. Tällaisissa käyttökohteissa materiaalin käyttö verrattuna Fe-3%Si-materiaaliin mahdollistaa pienemmän komponentin toteuttamisen rajoitettuun tilaan kasvattamatta häviöitä merkittävästi. Tämä antaa samalla lisää tilaa muiden osakomponenttien, kuten käämityksen, suunnittelulle. Valintaan voi vaikuttaa myös komponentin muodostama ääni, koska amorfisen materiaalin magnetrostriktiivisyys on ilmoitettu olevan 27 ppm ja Fe-6,5m%Si-materiaalin lähes nolla. Amorfisesta materiaalista tehdystä sydämessä siis syntyy oletettavasti moninkertaisesti suurempi melu, ja se voi tiettyissä käyttökohteissa olla rajoittava tekijä.

3.4 Muiden osakomponenttien materiaalivalinnoista

Kuristinsuunnittelun onnistumiseksi tulee myös muut materiaalit valita siten, ettei kuristin lämpene yli eristeen lämpöluokituksen ja tavoitekäyttöiän määrittelemästä maksimi lämpötilasta. Vaikka rautasydänmateriaalin valinta sekä rautasydämen onnistunut suunnittelu luovat hyvän pohjan koko komponentin termiselle tilanteelle, on käämityksen suunnittelu vähintään yhtä suuressa roolissa. Käämityksen suunnittelu häviöiden näkökulmasta on kuitenkin lähtökohtaisesti suoraviivaisempaa kuin rautasydämen. Tärkeimpinä huomioonotettavina asioina ovat käämimateriaalin paksuuden pitäminen alle merkittävimpien taajuuskomponenttien tunkeutumissyvyyksien kyseisessä materiaalissa. Lisäksi kerrosmäärän pitäminen mahdollisimman pienenä on tärkeää läheisyysvaikutuksen minimoimiseksi. Foliokäämityssä kuristimisessa kerrosmäärä on sama kuin kierrosmäärä, ja läheisyysvaikutusta onkin hankala minimoida muuten kuin käyttämällä mahdollisimman ohutta foliomateriaalia. Tämä kuitenkin yleensä johtaa foliomateriaalin leveyden kasvattamiseen, mikä taas kasvattaa pääty-päätykapasitanssia sekä kuristimen kokoa. Läheisyysvaikutusta ja pääty-päätykapasitanssia voidaan pienentää esimerkiksi tarpeeksi paksulla kerrosten välisellä eristekerroksella.

Käämitys erotetaan perinteisesti pienissä kuristimissa sydäimestä kellarungolla, mutta referenssikuristimen kokoluokassa sekä käytettäessä ei-vakiokokoisia sydämiä, erottaminen tehdään asettamalla sydämen pintaan eristemateriaalista valmistetut tikut. Näin saadaan samanaikaisesti luotua ilmakehän rautasydämen ja käämityksen väliin. Sen kautta sydämen lämpöhäviöt saadaan poistettua ympäristöön, eivätkä ne siirry merkittävästi käämitykseen, jolloin käämityksen kokema lämpörasitus pienenee. Sydämen läheisyydessä olevien osien eristemateriaalit noudattavat myös lämpöluokitusta, ja se osaltaan rajoittaa sydämen maksimilämpötilaa. Yleensä näissä osissa hyväksytään suurempi lämpenemä, mutta myös niiden elinikä pienenee lämpötilan kasvaessa, ja ne saattavat haurastua ja hajota ennenaikaisesti, tehden komponentista käyttökelvottoman. Sama pätee esimerkiksi ilmavälipaloihin, jotka nekin on toteutettu lämpöluokitelluilla eristemateriaaleilla.

Kuristimen tukiosien tulee olla vahvoja, koska ne sitovat pylväät ja ikeet yhteen. Lisäksi niillä kuristin kiinnitetään asennuspaikkaan. Tämän takia ne valmistetaan raudasta ja alumiinista. Ferromagneettista rautaa ei mielellään asennettaisi lähelle kuristimessa välttämättä muodostuvia reunakenttiä, koska silloin niihin muodostuu pyörrevirtahäviöitä. Parempien materiaalin puuttuessa on kuitenkin pakko käyttää vahvoja teräsmateriaaleja. Teräksestä valmistetuissa tukiosissa ei ole havaittu merkittävää lämpenemistä, koska ne on saatu sijoitettua tarpeeksi kauas reunakentistä. Lähempänä ilmaväliden kohdalle muodostuvia reunakenttiä käytetään alumiinista valmistettuja pylväiden suuntaisesti asennettuja osia, jotka sitovat ikeet ja pylväät yhdessä teräksestä valmistettujen osien kanssa yhdeksi kokonaisuudeksi.

4 Johtopäätökset

Diplomityön tavoitteena oli tutkia pulssinleveysmoduloituun käyttöön suunniteltavan moottorikuristimen rautasydänmateriaalin valintaa pääasiassa häviötarkastelun perusteella, ottaen lisäksi huomioon tuotannollis- ja kustannustekijöitä. Vertailtavat materiaalit ovat 3 massa-% piitä sisältävä sähkölevy, 6,5 massa-% piitä sisältävä sähkölevy ja rautapohjainen amorfinen materiaali. Työssä esitellään yksinkertainen menetelmä rautasydänmateriaalien häviölaskentaan, jolla saadaan riittävän tarkka tulos rautahäviöistä. Menetelmällä saatua tulosta voidaan käyttää erilaisissa tilanteissa, joissa kuristimessa käytettävän rautasydänmateriaalin alustavaa valintaa tehdään. Häviölaskennan perusteella saatu lämpövuon arvo kertoo, miten hyvin kyseisen materiaalin käyttö sopii kuhunkin käyttökohteeseen. Käyttökohteesta tulevat tärkeimmät valintaan vaikuttavat tekijät ovat käytettävissä oleva tila ja käytetty jäähdytysmenetelmä. Työssä tarkastellaan tilannetta, jossa jäähdytysmenetelmä on ollut vähäinen pakotettu konvektio, eli ilmannopeus kuristimen ympärillä on ollut noin 1–2 m/s. Referenssimateriaalille laskettu lämpövuon arvo, noin 800 W/m², vastaa hyvin testauksen lämpenemätulosta ja kokemusperäistä tavoitetta lämpövuon arvoksi kyseiseen tilanteeseen. Lämpövuon tavoitearvoon vaikuttavat käytetty jäähdytysmenetelmä ja lämpenemän rajoittaminen eri osissa kuristinta. Kun häviölaskennan lisäksi otetaan huomioon tuotannolliset ja kustannustekijät, tarkastelun perusteella paras materiaalivaihtoehto kyseiseen kuristimeen olisi amorfinen materiaali. Todellisuudessa tietyt materiaalien ominaisuuksien sekä esimerkiksi saatavuuden epäideaalisuudet kuitenkin vaikuttavat kalliimpien materiaalien käyttöönottamisen kannattavuuteen negatiivisesti. Kalliimpien materiaalien käytöllä voidaan kuitenkin saavuttaa pienempiä ja kevyempiä tuotteita, jolloin niiden kilpailukyky markkinoilla on parempi, vaikka niiden hinta olisikin hieman suurempi kuin kilpailevilla tuotteilla. Joissakin tapauksissa, esimerkiksi rajallisen tilan tai korkeiden käyttötaajuuksien takia, kalliimpien materiaalien käyttäminen saattaa olla välttämätöntä, jotta kuristimen lämpenemä ja koko saadaan pidettyä tarpeeksi alhaisina.

Amorfinen materiaali on myös aikaisempien tutkimustulosten perusteella nähty hyvänä vaihtoehtona kuristimien rautasydänmateriaaliksi, ja tämä työ tuotti samanlaisen tuloksen. Diplomityö luo parempaa ymmärrystä pulssinleveysmoduloiduista käytöistä, ja niihin tehtävien kuristimien suunnittelun rajoitteista. Työ toimii hyvänä esitietona jatkotoimenpitei-

den suunnittelulle ja toteutukselle, joista tärkein on tämän työn häviölaskennan tuloksen validointi testaamalla verrokkimateriaalit samalla tavalla kuin referenssikuristin on testattu. Testausta ei tässä työssä käsitelty.

Työn rajoitteena on sen pohjautuminen vain yhteen testattuun kuristimeen ja tilanteeseen. Häviölaskennassa tehdyt yksinkertaistukset ja häviölaskennassa käytetty materiaali-kohtainen häviötieto luovat virhettä tulokseen. Mutta kuten jo aiemmin todettiin, referenssimateriaalille saatu häviölaskennan tuloksen realistisuus vahvistaa sen, että saatua tulosta pystyisi käyttämään alustavan materiaalivalinnan tekemiseen.

Jatkotutkimuksena tulisi selvittää virran säröytymisen suuruus korkeammilla kytkentätaajuuksilla, jolloin virran käyrämuoto lähestyy sinimuotoista. Tällöin rautahäviöt mahdollisesti pienenevät, vaikka virtaan muodostuukin suhteellisen korkeataajuisia komponentteja, eikä kalliimpien materiaalien käytöllä saavutettaisi merkittävää hyötyä. Lisäksi selvitettävänä on verrokkimateriaalien saatavuus, tarkka hintatieto ja niiden käytön vaikutus valmistavuuteen, jotta materiaalien käyttöönoton kannattavuutta voitaisiin perustella paremmin.

Lähteet

Aarniovuori, L., Niemelä, M. & Pyrhönen, J., 2013. *PWM effect on motor losses and temperature rise*. Rio de Janeiro, s.n.

Anixter, 2024. *Insulation and jacket materials*. [Online]

Available at:

https://www.anixter.com/content/dam/Anixter/Guide/7H0011X0_W&C_Tech_Handbook_Sec_03.pdf

[Haettu 21 3 2024].

Belden, 2023. *VFD Cable products*. [Online]

Available at: <https://www.belden.com/products/Cable/VFD-Cable>

[Haettu 3 11 2023].

Chang-Soon, L., Kui-Jun, L., Rae-Young, K. & Dong-Seok, H., 2013. Analysis and Modelling of Parallel Three-Phase Boost Converter Using Three-Phase Coupled Inductor. *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 8(5), pp. 1086-1095.

Cui, J., 2020. *Cost effective 6.5% Silicon Steel Laminate for Electric Machines*, s.l.: s.n.

Freitag, C., 2017. *Magnetic properties of electrical steel, power transformer core losses and core design concepts..* s.l.:s.n.

Fujisaki, K. & Liu, S., 2014. Magnetic hysteresis curve influenced by power-semiconductor characteristics in pulse-width-modulation inverter. *Journal of Applied Physics*, 115(17).

Haiji, H. ym., 1996. Magnetic properties and workability of 6.5% Si steel sheet. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 1996(160), pp. 109-114.

He, J. ym., 2023. Soft magnetic materials for power inductors: State of art and future development. *Materials today electronics*, 2023(6).

Hoke, A. & Sullivan, C., 2002. *An improved two-dimensional numerical modeling method for E-core transformers*. Dallas, IEEE.

IEC, 2007. *IEC 60085:2007 Electrical insulation - Thermal evaluation and designation*. s.l.:s.n.

JFE Steel Corporation, 2024. *Non-Oriented Electrical Steel Sheet Super Core™*. [Online]

Available at: [https://www.jfe-](https://www.jfe-steel.co.jp/en/products/electrical/product/supercore/index.php)

[steel.co.jp/en/products/electrical/product/supercore/index.php](https://www.jfe-steel.co.jp/en/products/electrical/product/supercore/index.php)

[Haettu 12 01 2024].

Jiang, Y., Xiao, H., Lv, J. & Yu, Y., 2013. *Cable characteristic impedance and its influence on over-voltage at motor terminal*. Harbin, China, IEEE.

- Kepsu, D., Jastrzebski, R. & Pyrhönen, O., 2018. *Modeling and loss analysis of 160 kW 30000 rpm bearingless surface permanent magnet motor*. Portland, IEEE.
- Li, J., Abdallah, T. & C.R, S., 2001. *Improved calculations of core loss with nonsinusoidal waveforms*. Chicago, IEEE.
- Liu, Z. & Skibinski, G., 2017. *Method to reduce overvoltage on AC motor insulation from inverters with ultra-long cable*. Miami, IEEE.
- Mazaleyrat, F., 2021. *Soft Magnetic Materials*. Teoksessa: M. Coey & S. Parkin, toim. *Handbook of Magnetism and Magnetic Materials*. s.l.:Springer, Cham.
- Mini, R., Joshi, M., Satheesh, B. & Dinesh, M., 2016. Active LC Clamp dv/dt Filter for Voltage Reflection due to Long Cable in Induction Motor Drives. *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, 6(4), pp. 1456-1469.
- Mizutani, D. ym., 2020. *AC filter inductor design for three-phase PWM inverter*. Hamamatsu, IEEE.
- Mühletaler, J., Biela, J., Kolar, J. & Ecklebe, A., 2010. *Core losses under DC bias condition based on Steinmetz parameters*. Sapporo, IEEE.
- National Energy Technology Laboratory, USDOE Office of Electricity, 2018. *Metglas 2605-SA1 core datasheet*, Yhdysvallat: s.n.
- Ouyang, G. ym., 2019. Review of Fe-6.5 wt%Si high silicon steel—A promising soft magnetic. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 2019(481), pp. 234-250.
- Pyrhönen, J., Hrabovcova, V. & R.S, S., 2016. Other considerations: the motor cable, voltage stresses and bearing currents. Teoksessa: *Electrical Machine Drives Control: An Introduction*. s.l.:John Wiley & Sons, pp. 469 - 497.
- Pyrhönen, J., Jokinen, T. & Hrabovcova, V., 2013. *Design of Rotating Electrical Machines*. 2 toim. s.l.:John Wiley & Sons, Incorporated.
- Salmi, A., 2019. *Analysis of harmonic content and power losses of a frequency-converter fed high-speed induction motor system*. s.l.:s.n.
- Shcherbakov, P. ym., 2004. *Magnetic properties of silicon electrical steels and its application in fast cycling superconducting magnets at low temperatures*. Dubna, s.n.
- Shirabe, K. ym., 2012. *Advantages of high frequency PWM in AC motor drive applications*. Raleigh, IEEE.
- Sibinski, G., Leggate, D. & Kerkman, R., 1997. *Cable characteristics and their influence on motor over-voltages*. Atlanta, GA, USA, IEEE.
- Strandt, A., Hu, J. & Wei, L., 2014. *No-load power losses and motor overheating effects versus PWM switching frequencies*. Milwaukee, IEEE.
- Venkatachalam, K., C.R., S., Abdallah, T. & Tacca, H., 2002. *Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters*. Mayaguez, IEEE.

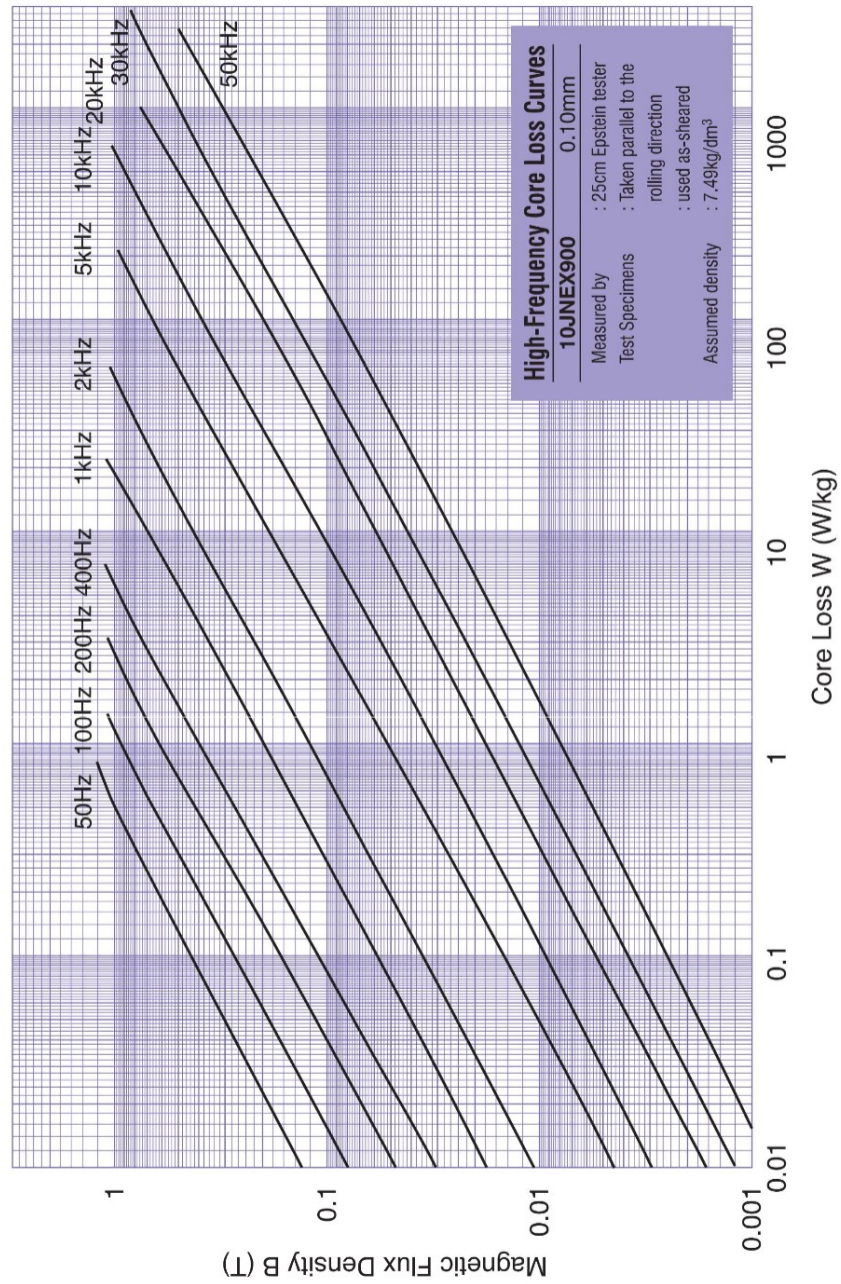
Yao, A. ym., 2017. PWM inverter-excited iron loss characteristics of a reactor core. *AIP Advances*, 7(5).

Zhang, Z., 1987. *Coupled-inductor Magnetics in Power Electronics*. California: California Institute of Technology.

Zhu, Z. ym., 2019. Evaluation of iron loss models in electrical machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 55(2), pp. 1461 - 1472.

Liite 1. Valmistajan JFE-Steel ilmoittamat korkeataajuushäviöiden käyrät 10JNEX900-
materiaalille

JNEX-CORE



Liite 2. Materiaalien häviölaskennan tulokset

Kidesuunnattu 0,27 mm Fe-3wt%Si piirautalaminaatti

f_{BB}		f_{SB1}		f_{SB2}		f_{SB3}	
f [Hz]	P_c [W/kg]	f [Hz]	P_c [W/kg]	f [Hz]	P_c [W/kg]	f [Hz]	P_c [W/kg]
44	0,151	1324	0,141	2692	0,005	4324	0,226
220	0,012	1412	0,284	2780	0,063	4412	0,389
308	0,002	1588	0,308	2956	2,803	4588	0,388
484	0,001	1676	0,173	3044	2,690	4676	0,224
572	0,001			3220	0,065		
				3308	0,015		

0,1 mm Fe-6,5wt%Si piirautalaminaatti

f_{BB}		f_{SB1}		f_{SB2}		f_{SB3}	
f [Hz]	P_c [W/kg]	f [Hz]	P_c [W/kg]	f [Hz]	P_c [W/kg]	f [Hz]	P_c [W/kg]
44	0,255	1324	0,047	2692	0,002	4324	0,070
220	0,006	1412	0,093	2780	0,020	4412	0,114
308	0,001	1588	0,098	2956	0,756	4588	0,113
484	0,000	1676	0,056	3044	0,721	4676	0,069
572	0,047			3220	0,020		
				3308	0,005		

Amorfinen materiaali Metglas® 2605SA1

f_{BB}		f_{SB1}		f_{SB2}		f_{SB3}	
f [Hz]	P_c [W/kg]	f [Hz]	P_c [W/kg]	f [Hz]	P_c [W/kg]	f [Hz]	P_c [W/kg]
44	0,263	1324	0,002	2692	0,000	4324	0,008
220	0,006	1412	0,014	2780	0,000	4412	0,021
308	0,000	1588	0,008	2956	0,341	4588	0,019
484	0,000	1676	0,000	3044	0,301	4676	0,005
572	0,000			3220	0,000		
				3308	0,000		