

Master's Programme in Automation and Electrical Engineering

Taajuusmuuttajan energiatehokkuus teollisuus- käyttöisen oikosulkumoottorin kentänheikennys- alueella

Patrik Mustajärvi

Diplomityö
2023

Copyright ©2023 Patrik Mustajärvi

Author Patrik Mustajärvi

Title of thesis Energy Efficiency of Electric Drive in Field-Weakening Region of Industrial Induction Motor

Programme Master's Programme in Automation and Electrical Engineering

Major Electrical Power and Energy Engineering

Thesis supervisor Assoc. Prof. Marko Hinkkanen

Thesis advisor Lauri Peltonen, M.Sc.

Collaborative partner ABB Oy

Date 30.07.2023 **Number of pages** 64 + 4 **Language** Finnish

This thesis investigates the energy efficiency of three-phase frequency converter in the field-weakening region of an industrial induction motor in steady state operation. Energy efficiency was studied using a developed loss calculation model, and its results were compared with experimental electrical measurements.

The thesis is divided into four parts. The first part is a literature review, which examines the operation of the induction motor in the constant flux region and the field-weakening region based on theory. This part also presents the operating principle of the frequency converter and delves into the operation of its main components and the power losses they generate. In the second part, a loss calculation model for the frequency converter is developed for the field-weakening region based on the findings of the first part. The third part introduces the electrical efficiency measurement carried out in the study and its measurement uncertainty. Finally, in the last part, a critical comparison is made between the results of the loss calculation model and the electrical efficiency measurement.

The operating point of the induction motor is defined by its rotational speed and torque. The motor's supply voltage and operating point determine the motor current, i.e., the output current of the frequency converter. The output current and voltage of the converter affect the power losses of its components and, consequently, its energy efficiency in the field-weakening region of the motor.

The motor current was modelled on a circle diagram as a function of the operating point using the values from the motor nameplate, enabling the examination of the operating point without separate measurements of motor characteristic values. By utilizing the motor current, output voltage, and power loss equations for the components of the frequency converter, a loss calculation model was created to determine the frequency converter's energy efficiency at a specific operating point.

The results of the calculation model and the electrical efficiency measurement differed by a few percentage points, depending on the operating point. The calculation model produced credible results concerning the stator's apparent current, the frequency converter's efficiency, and total losses in the field-weakening region of the induction motor. The calculation model allows the examination of the impact of various components on the frequency converter's energy efficiency, thereby preparing for future energy efficiency requirements.

Keywords field-weakening region, frequency converter, induction motor, losses, loss calculation model, steady state operation

Tekijä Patrik Mustajärvi

Työn nimi Taajuusmuuttajan energiatehokkuus teollisuuskäyttöisen oikosulkumoottorin kentänheikennysalueella

Koulutusohjelma Automation and Electrical Engineering, DI

Pääaine Electrical Power and Energy Engineering

Vastuupettaja/valvoja Prof. Marko Hinkkanen

Työn ohjaaja Lauri Peltonen, DI

Yhteistyötaho ABB Oy

Päivämäärä 30.07.2023

Sivumäärä 64 + 4

Kieli Suomi

Tässä diplomityössä tutkitaan kolmivaiheisen taajuusmuuttajan energiatehokkuutta teollisuuskäyttöisen oikosulkumoottorin kentänheikennysalueella pysyvässä tilassa. Energiatehokkuutta selvitettiin työssä kehitetyn häviölaskentamallin avulla, jonka tuloksia verrattiin kokeellisiin sähköisiin mittauksiin.

Työ on jaettu neljään osaan. Työn ensimmäinen osa on kirjallisuuskatsaus, jossa tarkastellaan teorian pohjalta oikosulkumoottorin toimintaa vakiovualueella ja kentänheikennysalueella. Osiossa esitetään myös taajuusmuuttajan toimintaperiaate, sekä paneudutaan sen tärkeimpien komponenttien toimintaan ja niiden tuotamiin tehohäviöihin. Toisessa osassa kehitetään taajuusmuuttajalle häviölaskentamalli kentänheikennysalueella työn ensimmäisen osan perusteella. Kolmannessa osassa esitellään työssä tehty sähköinen hyötysuhdemittaus ja sen mittaasepävarmuus. Lopulta viimeisessä osassa vertaillaan kriittisesti häviölaskentamallin ja sähköisen hyötysuhdemittauksen tuloksien eroja.

Oikosulkumoottorin toimintapiste määritellään pyörimisnopeudella ja vääntömomentilla. Moottorin syöttöjännite ja toimintapiste määrittelevät moottorivirran eli taajuusmuuttajan lähtövirran. Taajuusmuuttajan lähtövirta ja lähtöjännite vaikuttavat taajuusmuuttajan komponenttien tehohäviöihin ja täten sen energiatehokkuuteen vakio- ja kentänheikennysalueella.

Moottorivirta mallinnettiin ympyrädiagrammilla oikosulkumoottorin tyyppikilven arvoilla toimintapisteen funktiona, mikä mahdollistaa toimintapisteen tarkastelun ilman moottorin parametrien erillisiä mittauksia. Moottorivirran, lähtöjännitteen ja taajuusmuuttajan sisäisten komponenttien häviöyhtälöiden avulla luotiin häviölaskentamalli, jolla pystyttiin selvittämään taajuusmuuttajan energiatehokkuus tietyssä toimintapisteessä.

Laskentamallin ja sähköisen hyötysuhdemittauksen tulokset erosivat muutamia prosentteja riippuen toimintapisteestä. Laskentamalli tuotti uskottavia tuloksia staattorin pätövirtojen, taajuusmuuttajan hyötysuhteen ja kokonaishäviöiden osalta oikosulkumoottorin kentänheikennysalueella. Laskentamallin avulla voidaan tarkastella eri komponenttien vaikutusta taajuusmuuttajan energiatehokkuuteen, ja täten valmistautua tulevaisuuden energiatehokkuusvaatimuksiin.

Avainsanat häviölaskentamalli, induktio moottori, kentänheikennysalue, oikosulkumoottori, taajuusmuuttaja, tehohäviö

Sisällysluettelo

Alkusanat.....	i
Symbolit ja lyhenteet.....	ii
Symbolit.....	ii
Lyhenteet.....	iv
1 Johdanto.....	1
2 Järjestelmän esittely.....	3
2.1 Oikosulkumoottori.....	3
2.1.1 Jättämä.....	4
2.1.2 Kuormitettavuus ja käyttöalueet.....	4
2.1.3 Maksimimomentti.....	5
2.1.4 Moottorin ja taajuusmuuttajan valitseminen.....	6
2.1.5 Avaruusvektorit.....	7
2.1.6 Pysyvän tilan Γ -sijaiskytkentä.....	7
2.1.7 Ympyrädiagrammi.....	9
2.1.8 Staattorivirran komponentit ja vääntömomentti.....	10
2.1.9 Staattorivirran laskeminen vääntömomentista.....	12
2.1.10 Staattorivirta vakiovoalueella.....	13
2.1.11 Staattorivirta kentänheikennysalueella.....	15
2.2 Taajuusmuuttajan osat ja niiden häviöt.....	16
2.2.1 Kuristin.....	16
2.2.2 Tasasuuntaaja.....	19
2.2.3 Tasajännitevälipiiri.....	24
2.2.4 Pulssinleveysmodulaatio.....	27
2.2.5 Vaihtosuuntaaja.....	29
2.2.6 Apusähköjärjestelmät.....	34
3 Häviölaskentamallin kehittäminen kentänheikennysalueella.....	36
3.1 Taajuusmuuttajan virrat.....	37
3.2 Komponenttien häviöiden arvioiminen.....	38
3.3 Kumulatiivinen tehojen summaus.....	41
4 Kokeellinen hyötysuhdemittaus.....	42
4.1 Mittausjärjestely.....	42

4.2	Mittauksen toimintapisteet.....	44
4.3	Mittausepävarmuus	45
5	Tulokset.....	48
6	Yhteenveto.....	59
	Lähteet.....	61
	Liite A: Työn komponenttien parametreja.....	65
	Liite B: Vakiomomentti 20 % -Tulokset.....	66
	Liite C: Vakiomomentti 50 % -Tulokset	67
	Liite D: Täysmomentti 100 % -Tulokset.....	68

Alkusanat

Tämä diplomityö tehtiin yhteistyössä ABB Oy:n kanssa Helsingissä. Aloitin ABB:llä R&D-harjoittelijana pari vuotta sitten, mikä lopulta myös johti diplomityösopimuksen allekirjoittamiseen. Haluan siis ensimmäiseksi kiittää koko ABB:n organisaatiota ja etenkin kaikkia työkavereita, jotka ovat olleet tukena tai muuten vain kuuntelemassa avautumistani elämän ihmeellisistä asioista.

Erityiskiitokset haluan esittää diplomityön ohjaajalleni DI Lauri Peltoselle ja valvojalleni professori Marko Hinkkaselle. Marko sai minut ylipäättään kiinnostumaan ja oikeastaan myös ymmärtämään edes jotain moottoreista ja suuntaajista korona-ajan Teams-luennoilla, puhumattakaan hyvistä lähteistä ja suunnan näyttämisestä diplomityön aikana. Lauri Peltosesta voisin kirjoittaa diplomityön pituisen positiivisen palautteen. Lauri on todellinen oman alansa ekspertti, ja onnittelen jo etukäteen, jos joku vielä hänen ohjaukseensa pääsee. Monesti työn aikana vaivuin jo melkein epätoivoon haastavien ongelmien äärellä. Viikoittaiset ohjauspalaverit muuttuivatkin nopeasti terapeuttisiksi tapaamisiksi, kun viikon agendalla minä tyypillisesti avauduin ja Lauri rauhoitteli samalla auttaen ongelmissa. Eli anteeksi ja tuhannet kiitokset, Lauri!

Lukiassa fysiikan kursseista tuli kiitettäviä arvosanoja kaikista muista paitsi sähköopista, josta tulikin ei todellakaan niin kiitettävä arvosana. Olen nimittäin vieläkin aika hämmentynyt, että opiskelen sähköä, mutta niin varmaan ovat muutkin kanssaopiskelijani, joilla ”kavaletti, nabla ja kosini fii oli öisinikin mielessä”. Toisaalta tämäkin tarina on hyvä opetus siitä, että kaikkea voi oppia, jos vain halua ja tukea löytyy.

Tukea olenkin aina saanut lähimmäisiltäni, kun olen sitä tarvinnut, ja olen siitä teille kaikille ikuisesti kiitollinen. Erityisesti kiitokset mutsille ja Saralle, elämäni supernaisille. Ja ystävät ootte mulle kaikki kaikessa, joten faijaa osittain lainaten:

onpa tähän asti ollut huippuretki,
frendit tää on siitä teille kiitoshetki!

Helsinki, 30.07.2023
Patrik Mustajärvi

Symbolit ja lyhenteet

Symbolit

A	johtimen pinta-ala [m^2]
B_{max}	maksimi magneettivuon tiheys [T]
E_{off}	katkaisuenergia [J]
E_{k1}	energiahäviö datalehden toimintapisteessä [J]
E_{on}	syttymisenergia [J]
E_{rr}	diodin takavirtapiikin energiahäviö [J]
f_N	nimellistaajuus [Hz]
f_v	syöttöverkon taajuus [Hz]
f_s	staattorin syöttötaajuus [Hz]
f_{sN}	staattorin nimellistaajuus [Hz]
f_{sw}	IGBT:n kytkentätaajuus [Hz]
i_c	kollektorivirta [A]
i_D	diodin virta [A]
i_M	magnetointivirta [A]
i_R, i_r	roottorivirta [A]
i_s	staattorivirta [A]
i_{sN}	staattorivirran nimellisarvo [A]
i_{sd}	staattorin loisvirta [A]
i_{sdN}	staattorin nimellisloisvirta [A]
i_{sq}	staattorin pätovirta [A]
i_{sqb}	staattorin pätovirran maksimiarvo [A]
i_{sqN}	staattorin nimellispätovirta [A]
$i_{R\infty}$	äärettömän roottoritaajuuden virta [A]
$I_{C,rms,i}$	kondensaattorihaaran tehollisvirta [A]
$I_{D,rms}$	diodin virran tehollisarvo [A]
$I_{D,avg}$	diodin virran keskiarvo [A]
$I_{dc,avg}$	välipiirin DC-virran keskiarvo [A]
$I_{dc,rms,i}$	välipiirin DC-virran tehollisarvo [A]
I_{k1}	virta datalehden toimintapisteessä [A]
I_{RR}	diodin takavirtapiikin maksimiarvo [A]
I_v	verkkovirran tehollisarvo [A]
I_{v1}	syöttöverkkovirran perusaallon tehollisarvo [A]
I_s	taajuusmuuttajan lähtövirran tehollisarvo [A]
k	laajennetun mittaasepävarmuuden kerroin
$k_{1,D0}$	nolladiodin häviökerroin [Ws/A]
$k_{1,T}$	transistorin häviökerroin [Ws/A]
K	tehollisarvokerroin
K_c	pyörrevirtakerroin
K_e	jäännöshäviökerroin

K_h	hystereesikerroin
l	johtimen pituus [m]
L_k	kuristimen induktanssi [H]
L_M	magnetointi-induktanssi [H]
L_P	hajainduktanssi [H]
L_σ	kokonaishajainduktanssi [H]
M	modulaatioindeksi
n	roottorin pyörimisnopeus [$1/min$]
n_N	roottorin nimellispöörimisnopeus [$1/min$]
$n_{N,red}$	reduoitu roottorin nimellispöörimisnopeus [$1/min$]
n_s	staattorivuon pyörimisnopeus [$1/min$]
p	staattorin magneettisten napaparien lukumäärä
P_c	kondensaattoreiden resistiiviset häviöt [W]
P_{Cu}	kuristimen johdinhäviöt [W]
$P_{F,D}$	diodin johtavuustilan tehohäviö [W]
$P_{F,D0}$	nolladiodin johtavuustilan tehohäviö [W]
$P_{F,T}$	transistorin johtavuustilan tehohäviö [W]
P_{Fe}	kuristimen rautahäviöt [W]
P_{ku}	kuristimen kokonaishäviöt [W]
P_{rN}	roottorin nimellisteho [W]
P_{res}	tasausvastuksien häviöt [W]
P_s	staattorin sähköinen teho [W]
$P_{sw,D}$	diodin kytkentähäviöt [W]
P_{ts}	tasasuuntaajan kokonaishäviöt [W]
P_{vp}	tasajännitevälipiirin tehohäviöt [W]
P_{vs}	vaihtosuuntaajan häviöt [W]
$P_{vs,F}$	vaihtosuuntaajan kokonaisjohtamishäviöt [W]
$P_{vs,sw}$	vaihtosuuntaajan kytkentähäviöt [W]
$r_{F,D}$	diodin johtavuustilan resistanssi [Ω]
$r_{F,T}$	transistorin johtavuustilan resistanssi [Ω]
R_{dc}	DC-resistanssi [Ω]
$R_{ESR,f}$	kondensaattorin ekvivalenttinen sarjaresistanssi taajuudella f [Ω]
R_R, R_r	roottorin resistanssi [Ω]
R_s	staattorin resistanssi [Ω]
R_{tp}	tasausvastuksien resistanssi [Ω]
s	jättämä
s_b	maksimijättämä
s_n	nimellisjättämä
$t_{d(on)}$	puolijohdekytkimen päällemeno-aika [s]
$t_{d(off)}$	puolijohdekytkimen katkaisuaika [s]
t_f	puolijohdekytkimen virran laskuaika [s]
t_r	puolijohdekytkimen virran nousuaika [s]
t_{rrb}	diodin takavirtapiikin laskuaika [s]
T	moottorin toimintapisteen kuorman momentti [Nm]
T_b	maksimimomentti [Nm]

T_{bN}	maksimimomentti nimellisvuolla [Nm]
$T_{bN,red}$	redusoitu maksimimomentti nimellisvuolla [Nm]
T_N	roottorin nimellismomentti [Nm]
u_s	staattorin pääjännite [V]
u_{sN}	staattorin nimellisjännite [V]
u_R, u_r	roottorin jännite [V]
$U_{dc,avg}$	Tasajännitteen keskiarvo [V]
$U_{F,D}$	diodin kynnysjännite [V]
$U_{F,T}$	transistorin kynnysjännite [V]
U_{k_1}	jännite datalehden toimintapisteessä [V]
U_s	taajuusmuuttajan lähtöjännitteen tehollisarvo [V]
U_v	syöttöverkon pääjännite [V]
V_{ce}	kollektorin ja emitterin välinen jännite [V]
V_{ce0}	kollektorin ja emitterin välinen estojännite [V]
V_D	diodin yli oleva jännite [V]
V_{ge}	hilajännite [V]
V_t	hilan kynnysjännite [V]
α	tyristorin ohjauskulma
ρ	resistiivisyys [Ωm]
ω_r	jättämäkulmanopeus [rad/s]
ω_m	roottorin mekaaninen kulmanopeus [rad/s]
ω_s	staattorin sähkökulmanopeus [rad/s]
ω_{rb}	kippijättämäkulmataajuus [rad/s]
φ	lähtöpuolen vaihesiirtokulma [rad]
φ_v	syöttöpuolen vaihesiirtokulma [rad]
φ_N	vaihesiirtokulma nimellispuolella [rad]
ψ_s	staattorin käämivuo [Wb]
ψ_{sN}	staattorin nimelliskäämivuo [Wb]
ψ_R, ψ_r	roottorin käämivuo [Wb]

Lyhenteet

AC	vaihtovirta (<i>engl. alternating current</i>)
DC	tasavirta (<i>engl. direct current</i>)
ESR	ekvivalenttinen sarjaresistanssi
EUT	testattava laite (<i>engl. equipment under test</i>)
IGBT	eristyshilainen bipolaaritransistori (<i>engl. insulated-gate bipolar transistor</i>)
PWM	pulssinleveysmodulaatio (<i>engl. pulse-width-modulation</i>)
rpm	kierrosta minuutissa (<i>engl. rounds per minute</i>)

1 Johdanto

Energiatehokkuus, uusiutuvien energialähteiden käytön lisääminen ja hiilidioksidipäästöjen vähentäminen ovat tällä hetkellä ajankohtaisia aiheita ilmastonmuutoksen torjumiseksi. Tämä pätee myös teollisuuden sovelluksiin, joissa luotettavuus, huollon vaivattomuus ja muut ominaisuudet ovat usein olleet tärkeämpiä kuin energiatehokkuus, energian säästö ja hiilidioksidipäästöt. Nykyisin nämä ominaisuudet ovat aiempaa kriittisempiä asiakkaiden tuotevalinnassa osittain siksi, että energian hinnan nouseminen on aiheuttanut harkintaa laitteiden käyttökustannusten minimoimisesta, mutta myös kireiden asetusten vaatiessa pienempää energian kulutusta ja todisteita laitteiden energiansäästöominaisuuksista.

Teollisuuden sovelluksiin lukeutuvat myös taajuusmuuttajat. Taajuusmuuttaja on sähkölaite, joka pystyy muuttamaan sähköverkon jännitteen taajuutta ja amplitudia. Vaihtosähkömoottorin pyörimisnopeus ja vääntömomentti riippuvat jännitteen taajuudesta ja amplitudista, minkä takia taajuusmuuttajaa käytetään usein niiden ohjauksessa. Taajuusmuuttajien täytyy täyttää lukuisien maailmanlaajuisten ja paikallisten standardien vaatimuksia, jotta niille saadaan myyntilupa eri maihin. Eurooppalainen IEC 61800-9-2 -standardi määrittelee edellytykset taajuusmuuttajien häviöille ja energiatehokkuudelle. Joissain tapauksissa on kiellettyä myydä laitteita, joiden energiatehokkuusluokka on liian pieni. Standardien vaatimuksien täyttämiseksi on osoitettava, että laitteen häviöt ja energiatehokkuus säilyvät tietyllä tasolla eri pyörimisnopeuksilla ja vääntömomentin arvoilla eli moottorin eri toimintapisteissä.

Standardien vaatimusten täyttämisen lisäksi taajuusmuuttajien loppukäyttäjiä kiinnostaa usein myös omien järjestelmiensä energiatehokkuus. Tällöin järjestelmän loppukäyttäjät voivat esittää heidän käyttökohteensa taajuusmuuttajalle, kuten teollisuuskäyttöisen oikosulkumoottorin ohjauksen, jolloin häviölaskentamallilla arvioidaan taajuusmuuttajan häviöitä kyseisessä käytössä. Tässä diplomityössä tutkitaan taajuusmuuttajan energiatehokkuutta nimenomaan teollisuuskäyttöisen oikosulkumoottorin ohjauksessa.

Energiatehokkuusstandardien täyttämiseksi on jo kehitetty häviölaskentamalleja. Tällä hetkellä IEC 61800-9-2 -standardi keskittyy vain taajuusmuuttajien toimintaan nimellistoiminta-alueella eli tässä tapauksessa moottorin nimellispyörimisnopeuden ja nimellismomentin alapuolella. Nykyisin tämä ei kuitenkaan riitä loppukäyttäjille, jotka ovat yhä enemmän kiinnostuneita taajuusmuuttajan toiminnasta myös oikosulkumoottorin nimellismomenttia suuremmilla pyörimisnopeuksilla eli kentänheikennysalueella. Tämän vuoksi on syytä selvittää laskennallisesti taajuusmuuttajan energiatehokkuutta myös oikosulkumoottorin kentänheikennysalueella.

Kentänheikennysalueella moottorin pyörimisnopeutta pystytään kasvattamaan, mutta tällöin momentintuottokyky pienenee. Tätä ominaisuutta hyödynnetään käytöissä, joissa suurilla pyörimisnopeuksilla ei tarvita enää suurta momenttia. Häviölaskennan oletetaan olevan monimutkaisempaa kentänheikennysalueella kuin nimellispisteen alapuolella. Oikosulkumoottorin toimintapiste määritellään pyörimisnopeudella ja momentilla. Kentänheikennysalueella moottorin momentintuottokyky pienenee epälineaarisesti, kun pyörimisnopeutta kasvatetaan lineaarisesti. Tällöin oikosulkumoottorin toiminta-alue on epälineaarinen funktio, joka riippuu moottorin ominaisuuksista. Moottorien valmistajat eivät toimita tarpeeksi dataa moottorista tarkan laskennan mahdollistamiseksi, kuten moottorin resistansseja, minkä takia laskennan tarkkuus heikentyy.

Taajuusmuuttajan häviöt riippuvat sen lähtösuureista, jotka taas riippuvat moottorin toimintapisteestä. Tämän takia moottorin käyttäytymistä tutkitaan kentänheikennysalueella, jotta saadaan määritettyä moottorin käyttämät jännitteet ja virrat eri toimintapisteissä. Kyseisissä pisteissä moottorin käyttämien jännitteiden ja virtojen avulla voidaan laskea taajuusmuuttajan lähtösuureet, joita hyödyntämällä voidaan laskea taajuusmuuttajan häviöitä.

Tämän diplomityön tavoitteena on kehittää laskentamalli taajuusmuuttajan energiatehokkuuden laskemiselle operoitaessa moottorin kentänheikennysalueella pysyvässä tilassa, ja verrata laskentaa mittauksiin. Työssä pyritään luomaan häviölaskentamalli taajuusmuuttajan häviöille oikosulkumoottorin momentin ja pyörimisnopeuden funktiona datalehdissä annettujen tietojen avulla. Laskentamallin avulla voidaan valmistautua paremmin tulevaisuuden energiatehokkuusvaatimuksiin ja vastata käyttäjien pyyntöihin energiatehokkuuden selvittämiseen heidän käytöissään.

Määritetyn taajuusmuuttajan häviölaskentamallin tuloksia vertaillaan kokeellisiin mittauksiin. Lisäksi analysoidaan laskennan ja mittaustulosten eroja sekä laskentamallin puutteita. Tämän lisäksi esitetään korjausehdotuksia ja parannuksia häviölaskentamalliin. Diplomityön avulla tietämys häviöiden muutoksesta kentänheikennysalueella selkeytyy. Lopulta myös ymmärrys taajuusmuuttajan toiminnan vaikutuksesta kentänheikennysalueeseen selkeytyy laskentamallin ja mittaustulosten avulla.

2 Järjestelmän esittely

Tässä luvussa tutkitaan oikosulkumoottoria ja taajuusmuuttajaa. Ensin esitellään oikosulkumoottorin perusominaisuuksia, minkä jälkeen esitetään, miten oikosulkumoottorin syöttövirrat voidaan ratkaista eri toimintapisteeissä moottorista tiedettävillä perussuureilla eli moottorin tyyppikilven arvoilla. Tämän jälkeen esitellään taajuusmuuttajan komponentteja tarkemmin, ja esitetään komponenttien tehohäviöille yhtälöitä. Kun lopulta toimintapisteen avulla voidaan laskea moottorivirrat kentänheikennysalueella, ja taajuusmuuttajan komponenttien tehohäviöyhtälöt tiedetään, niin laskentamallia voidaan alkaa kehittämään.

2.1 Oikosulkumoottori

Sähkömoottorit voidaan jakaa karkeasti vaihtovirta- ja tasavirtamoottoreihin. Taajuusmuuttajilla ohjataan erilaisia vaihtovirtamoottoreita, kuten keskomagneetti- ja oikosulkumoottoreita. Oikosulkumoottori eli induktiomoottori on käytetyin moottorityyppi teollisuuden käytöissä (Hughes & Drury 2013), minkä vuoksi myös tässä diplomityössä keskitytään erityisesti siihen. Oikosulkumoottori on kestävä, edullinen ja sen toimintavarmuus on erinomainen, minkä vuoksi sitä käytetään monissa eri käyttötarkoituksissa, kuten paperikoneissa, pesukoneissa ja sähköajoneuvojen voimanlähteenä.

Oikosulkumoottoreita, kuten muitakin sähkömoottoreita, käytetään muuttamaan sähköenergiaa mekaaniseksi energiaksi. Niillä voidaan myös muuttaa energiaa toiseen suuntaan eli muuttaa mekaanista energiaa sähköenergiaksi, jolloin niitä kutsutaan generaattoreiksi. Oikosulkumoottoreilla on myös hyvä hyötysuhde, joka on yleisesti noin 85 % - 90 % (Harnefors ym. 2014). Vaikka tässä työssä ei tutkita oikosulkumoottorin hyötysuhdetta, on tärkeää ymmärtää oikosulkumoottorin toimintaperiaate ja miten se voi vaikuttaa taajuusmuuttajan toimintapisteeseen sekä hyötysuhteeseen etenkin kentänheikennysalueella.

Induktiomoottori koostuu staattorista ja roottorista. Staattori on nimensä mukaan paikallaan ja roottori pyörii sen sisällä perinteisessä moottorissa. Staattori koostuu rautasydäimestä, jonka sisään on tehty ilma-aukkourat, joissa kulkee vaiheiden käämitykset. Virran kulkiessa käämitysten läpi, käämitykset tuottavat ilmaväliin sinimuotoisen magnetomotorisen voiman, mikä muodostaa staattorille pyörivän magneettikentän. Roottorin rakenne on samankaltainen kuin staattorin, mutta sen käämit ovat häkkikäämitetty eli oikosuljettu, mistä muodostuukin oikosulkumoottorin nimitys. Staattorin pyörivä magneettikenttä indusoi roottorin käämeihin sähkövirran, mikäli

roottorin pyörimisnopeus poikkeaa pyörivän magneettikentän nopeudesta. Roottoriin indusoitunut virta pyrkii vastustamaan pyörivää magneettikenttää, mikä tuottaa roottoriin vääntömomentin.

2.1.1 Jättämä

Induktiomoottorissa siis staattori magnetoit roottoria. Kun induktiomoottorin akselille ei ole kytketty kuormaa, se pyörii tahdissa staattorin kentän mukana eikä virtaa indusoidu roottoriin. Kun induktiomoottorin akselille lisätään kuorma, roottori pyörii kenttään nähden eri nopeudella. Tällöin roottorin kenttään syntyy jättämä verrattuna staattorin kenttään, mikä aiheuttaa virran roottoriin Lenzin lain mukaisesti. Roottorin pyörimisnopeus on siis vähän staattorin magneettivuota jäljessä. Tämän takia induktiomoottoria kutsutaan myös epätahtimoottoriksi. (Hughes & Drury 2013.)

Induktiomoottorin suhteellinen jättämä s voidaan laskea roottorin ja staattorin pyörimisnopeuksilla:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \cdot 100 \% \quad (2.1)$$

jossa n on roottorin mekaaninen pyörimisnopeus eli kierrosluku, ja n_s synkroninen pyörimisnopeus eli staattorivuon sähköinen nopeus kierrosta minuutissa (rpm, *engl. rounds per minute*):

$$n_s = \frac{f_s \cdot 60 \left[\frac{s}{min} \right]}{p} \quad (2.2)$$

jossa f_s on staattorin syöttötaajuus ja p on staattorin napaparien lukumäärä. (Hughes & Drury 2013.)

2.1.2 Kuormitettavuus ja käyttöalueet

Useimpia moottoreita voidaan ylikuormittaa hetkellisesti ilman vaurioita. Jatkuva virran ylikuormitus aiheuttaa ylikuumenemista, mikä vahingoittaa etenkin eristeitä. Kuitenkin jos moottoria on ajettu nimellisvirtaa pienemällä virralla jonkin aikaa, niin sen lämpötila on myös matalampi kuin nimellisasteessa. Tästä syystä syöttövirtaa ja täten vääntömomenttia voidaan kasvattaa nimellisarvoja suuremmiksi hetkellisesti. Ylikuormituksen amplitudia ja ajallista kestoa ohjaa pääasiallisesti moottorin lämpötilarajat ja termiset aikavakiot eli miten nopeasti moottori lämpenee. Ylikuormituksen mahdollinen ajallinen kesto vaihtelee pienillä moottoreilla sekunneista minuutteihin ja isoilla moottoreilla jopa tunteihin. (Hughes & Drury 2013.)

Induktiomootorit ovat usein itsejähdytteisiä eli niillä on oma sisäinen jäähdytysjärjestelmä. Itsejähdytteisissä moottoreissa akselille on kytketty jäähdytyspuhallin, joka pyörii samalla nopeudella akselin kanssa. Erillisjäähdytteisissä moottoreissa on taas erillinen pieni moottori, joka pyörittää puhallinta, jolloin moottori jäähtyy paremmin myös pienillä nopeuksilla. Lisäksi moottoreissa on usein toteutettu lämpösuojaus suojalaitteilla, jotka ovat asetettu aiheuttamaan hälytys tai pysäyttämään moottori, jos moottorin maksimi lämpötilaraja saavutetaan.

Induktiomoottori pyörii syöttötaajuuden määräämällä nopeudella, eli mitä suurempi syöttötaajuus on, sitä suurempi on moottorin kierrosnopeus. Kun syöttötaajuus on alle moottorin nimellistaajuuden, moottori toimii vakiovoalueella. Jos nimellisjännite saavutetaan ja nimellistaajuus ylitetään, moottori siirtyy kentänheikennysalueelle, jossa myös kierrosnopeus on nimellisenopeuden yläpuolella. Kuva 2.1 havainnollistaa näitä alueita. Kuvasta nähdään, että vakiovoalueella vuo säilyy melkein vakiona, kun jännite kasvaa lineaarisesti pyörimisnopeuden kanssa nimellipyörimisnopeuteen ja nimellisjännitteeseen saakka. Kentänheikennysalueella jännite säilyy vakiona, mutta staattorin käämivuo pienenee nimellisarvostaan kääntäen verrannollisena nopeuteen. Kentänheikennysaluetta kutsutaan myös vakiotehoalueeksi, koska sillä moottori voi vielä toimia vakioteholla. (Hughes & Drury 2013.)

2.1.3 Maksimimomentti

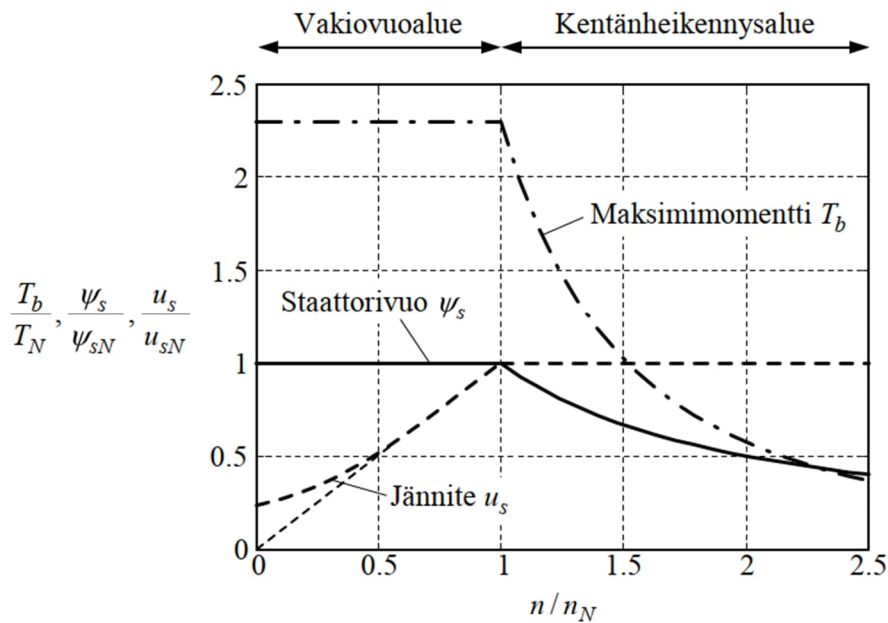
Vääntömomentilla tarkoitetaan vääntövoimaa, jonka moottori pystyy kohdistamaan moottoriakseliin. Induktiomoottoreilla on maksimimomentti T_b , joka on yleensä 2–3 kertaa suurempi kuin nimellismomentti. Maksimimomentti on käytettävissä lyhytaikaisia ylikuormituksia varten. Maksimimomentti saavutetaan tietyllä jättämän arvolla, jota kutsutaan kippijättämäksi. Kun jättämä kasvaa kippijättämää suuremmaksi, niin moottorin tuottama momentti alkaa pienentyä. (Hughes & Drury 2013.) Maksimimomentti ilmoitetaan yleensä moottorin datalehdellä tai tyyppikilvessä suhteessa nimellismomenttiin T_N . Tällöin maksimimomentin arvo täytyy laskea nimellismomentin avulla. Nimellismomentti voidaan laskea tyyppikilven arvojen avulla:

$$T_N = \frac{9,55 \cdot P_{rN}}{n_N} \quad (2.3)$$

jossa T_N on nimellismomentti, P_{rN} moottorin nimellisteho ja n_N on nimellisenopeus.

Maksimimomentti on lähes suoraan verrannollinen staattorin käämivuon ψ_s neliöön, minkä takia myös maksimimomentti on melkein vakio vakiovoalueella. Kentänheikennysalueella jännite säilyy vakiona, mutta käämivuo ja maksimimomentti eivät ole enää vakioita. Tällöin maksimimomentti pienee lähes kääntäen verrannollisena staattorin nimellistaajuuden f_{sN} ja syöttötaajuuden f_s neliöön (Hughes & Drury 2013):

$$T_b \propto \left(\frac{f_{sN}}{f_s}\right)^2 \quad (2.4)$$



Kuva 2.1. Maksimivuo, -jännite ja -momentti suhteellisarvoina suhteellisen nopeuden funktiona (Luomi 2011).

2.1.4 Moottorin ja taajuusmuuttajan valitseminen

Moottorin valinnassa tärkeimmät perustiedot ovat moottorin kierrosalue, kuormitettavuus, jäähdytysmenetelmä ja momenttikäyrät. Moottorin ohjaukseen voidaan käyttää taajuusmuuttajaa, minkä takia myös taajuusmuuttajan täytyy vastata moottorin tehotarpeita. Tähän avuksi löytyy taajuusmuuttajien valmistajien tekemiä sovelluksia, joissa kerrotaan taajuusmuuttajien käyttämät tyypillisimmät moottorit. Myös moottorin nimellisvirta antaa osviittaa valintaan, mutta se ei ole aina parhain mahdollinen mitoituskriteeri, koska moottoreiden kuormitusta on voitu rajoittaa esimerkiksi käyttöympäristön lämpötilan vuoksi. (ABB Automation Group Ltd 2001.)

Moottorin syöttöjännite vaikuttaa myös taajuusmuuttajan valintaan. Staattorin käämivuo ψ_s on lähes staattorijännitteen u_s ja staattorin sähkökulma-taajuuden suhde ω_s (Luomi 2011):

$$\psi_s \approx \frac{u_s}{\omega_s} \quad (2.5)$$

jossa staattorin sähkökulmanopeus $\omega_s = 2\pi p n_s$. Syöttöjännitteen ollessa nimellisjännitettä pienempi, myös kentänheikennysalue siirtyy alhaisimmille taajuuksille, jolloin myös moottorin maksimimomentti alkaa redusoitumaan aikaisemmin. Maksimimomentin arvoon vaikuttavat myös järjestelmän muut komponentit, kuten kaapelit, kuristimet ja muuntajat, koska ne voivat aiheuttaa jännitepudotuksen, mikä taas voi laskea maksimimomenttia. Tällöin systeemin jännitehäviöitä voidaan kompensoida vain taajuusmuuttajan mitoituksella. Siksi taajuusmuuttaja voidaankin ylimitoittaa moottorin nimellisarvoihin nähden, jotta moottorin kaikkia käyttöalueita saadaan käytettyä. (ABB Automation Group Ltd 2001.)

2.1.5 Avaruusvektorit

Seuraavissa alaluvuissa näytetään, miten induktiomootoria voidaan mallintaa analyttisesti. Avaruusvektorit ovat kompleksilukuja, joilla pystytään mallintamaan monivaihejärjestelmien suureita. Induktio-moottorin mallintamisessa oletetaan yleensä, että staattorissa ja roottorissa on samanlainen kolmivaiheinen käämitys, mikä yksinkertaistaa mallin käsittelyä ja parametrisointia (Luomi 2011). Kolmivaihejärjestelmässä staattorikäämityksen hetkellisarvoiset vaihevirrat i_{sa} , i_{sb} ja i_{sc} voidaan määritellä avaruusvektorina:

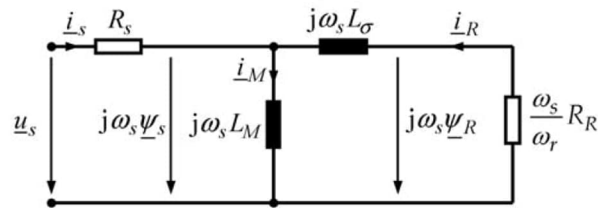
$$\underline{i}_s = \frac{2}{3} \left(i_{sa} + i_{sb} e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_{sc} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (2.6)$$

jolloin vektorin itseisarvo vastaa vaihevirtojen huippuarvoja pysyvässä tilassa.

2.1.6 Pysyvän tilan Γ -sijaiskytkentä

Oikosulkumoottorin ominaisuuksien mallintamisessa käytetään yleensä erilaisia sijaiskytkentöjä. Eri sijaiskytkentöjen johtamista moottorin mallintamiseen käsitellään Slemonin (1989) tutkimuksessa. Tässä diplomityössä keskitytään Γ -sijaiskytkentään, koska kyseisessä sijaiskytkennässä on vähemmän parametreja. Tämä johtuu siitä, että hajainduktanssi esiintyy vain roottorin puolella, toisin kuin useammin kirjallisuudessa käytettävässä fysikaaliseen malliin perustuvassa T-sijaiskytkennässä. Sijaiskytkennät ovat kuitenkin matemaattisesti täysin samanarvoisia toistensa kanssa (Slemon 1989).

Γ -sijaiskytkentä muunnetaan muunnoskertoimien avulla T-sijaiskytkennästä. Pysyvän tilan Γ -sijaiskytkentää staattorikäämiin lukitussa koordinaatistossa esittää kuva 2.2. Moottorin sijaiskytkennän parametreinä ovat magnetointi-induktanssi L_M , kokonaishajainduktanssi L_σ , staattorin resistanssi R_s ja roottorin resistanssi R_r . Nämä parametrit voidaan muuttaa T-sijaiskytkennästä taulukon 1 muutoskertoimilla. Staattorin sähkökulmanopeus on $\omega_s = 2\pi p n_s$ ja roottorin sähkökulmanopeus on vastaavasti $\omega_m = 2\pi p n$. Jättämäkulmataajuus ω_r määritellään staattorin ja roottorin kulmataajuuksien erotuksena eli $\omega_r = \omega_s - \omega_m$.



Kuva 2.2. Induktiomoottorin pysyvän tilan Γ -sijaiskytkentä (Luomi 2011).

Taulukko 1. Sijaiskytkentöjen muunnoskertoimet (Luomi 2011).

Suure	T-sijaiskytkentä	Γ -sijaiskytkentä
Staattorivirta	\underline{i}_s	\underline{i}_s
Staattorin käämivuo	$\underline{\psi}_s$	$\underline{\psi}_s$
Staattoriresistanssi	R_s	R_s
Roottorivirta	\underline{i}_r	$\underline{i}_R = \frac{L_m}{L_s} \underline{i}_r$
Roottorin käämivuo	$\underline{\psi}_r$	$\underline{\psi}_R = \frac{L_s}{L_m} \underline{\psi}_r$
Roottoriresistanssi	R_r	$R_R = \left(\frac{L_s}{L_m}\right)^2 R_r$
Hajainduktanssit	$L_{\sigma s}, L_{\sigma r}$	$L_\sigma = \frac{L_s}{L_m} L_{\sigma s} + \left(\frac{L_s}{L_m}\right)^2 L_{\sigma r}$
Magnetointi-induktanssi	L_m	$L_M = L_s = L_{\sigma s} + L_m$

Γ -sijaiskytkennässä staattorivirran avaruusvektori \underline{i}_s määritellään samoin kuin roottorivirran avaruusvektori \underline{i}_r yhtälön (2.6) tavoin. Pysyvässä tilassa avaruusvektorit ovat pituudeltaan vakioita ja pyörivät staattorikoordinaatistossa staattorin vakiokulmanopeudella ω_s , kun koordinaatisto on lukittu staattorikäämiin eli koordinaatisto pyörii staattorivuon mukana. Taulukon 1 muutoskertoimien, virtojen ja vuoyhtälöiden avulla saadaan määriteltyä staattorin ja roottorin käämivoiden avaruusvektorit Γ -kytkennässä:

$$\underline{\psi}_s = L_M \underline{i}_s + L_M \underline{i}_R \quad (2.7)$$

$$\underline{\psi}_R = L_M \underline{\dot{i}}_S + (L_\sigma + L_M) \underline{\dot{i}}_R \quad (2.8)$$

ja muunnetuiksi pysyvän tilan jänniteyhtälöiksi staattorikoordinaatistossa saadaan täten:

$$\underline{u}_S = R_S \underline{\dot{i}}_S + j\omega_s \underline{\psi}_S \quad (2.9)$$

$$\frac{\omega_s}{\omega_r} \underline{u}_R = \frac{\omega_s}{\omega_r} R_R \underline{\dot{i}}_R + j\omega_s \underline{\psi}_R \quad (2.10)$$

Oikosuljetun roottorin tapauksessa roottorijännite \underline{u}_R on nolla, jolloin pysyvän tilan roottorin jänniteyhtälöstä voidaan ratkaista roottorivirta:

$$\underline{\dot{i}}_R = -\frac{j\omega_r \underline{\psi}_R}{R_R} \quad (2.11)$$

joka on pysyvässä tilassa kohtisuorassa roottorivuohon nähden (Luomi 2013).

2.1.7 Ympyrädiagrammi

Valitsemalla koordinaatisto, jossa staattorin käämivuo on reaaliakselin eli d-akselin suuntainen, Γ -sijaiskytkennän kuvasta 2.2 voidaan ratkaista magne-
tointivirta $\underline{\dot{i}}_M$ ja roottorikäänityksen jänniteyhtälö:

$$\underline{\dot{i}}_M = \frac{\psi_S}{L_M} \quad (2.12)$$

$$j\omega_s \psi_S = -j\omega_s L_\sigma \underline{\dot{i}}_R - \frac{\omega_s}{\omega_r} R_R \underline{\dot{i}}_R \quad (2.13)$$

jota voidaan edelleen muokata muotoon:

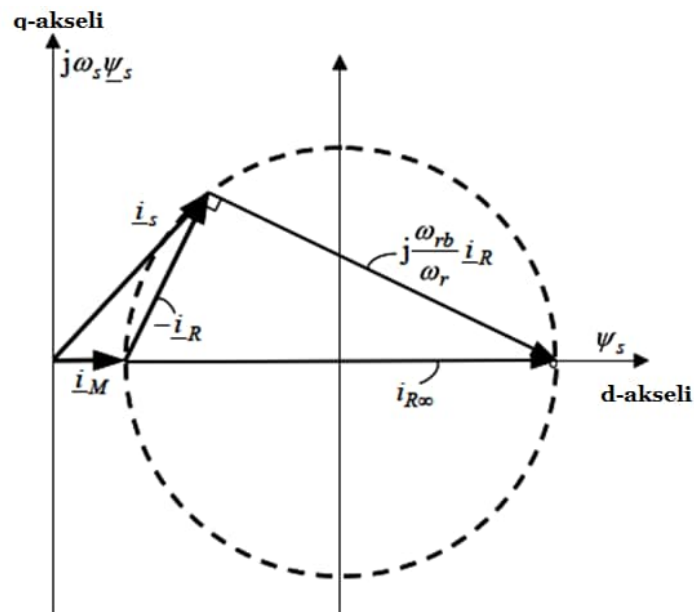
$$\frac{\psi_S}{L_\sigma} = -\underline{\dot{i}}_R + j \frac{1}{\omega_r} \frac{R_R}{L_\sigma} \underline{\dot{i}}_R \quad (2.14)$$

ja kun määritellään kippijättämäkulmataajuudeksi $\omega_{rb} = \frac{R_R}{L_\sigma}$ ja äärettömän roottoritaajuuden virraksi $\underline{i}_{R\infty} = \frac{\psi_S}{L_\sigma}$, niin roottorin jänniteyhtälö voidaan ilmaista virtayhtälömuodossa:

$$\underline{i}_{R\infty} = -\underline{\dot{i}}_R + j \frac{\omega_{rb}}{\omega_r} \underline{\dot{i}}_R \quad (2.15)$$

ja kun staattorin vuo on vakio, niin myös virta $i_{R\infty}$ on vakio. Tällöin äärettömän roottoritaajuuden virta saadaan roottorivirran itseisarvoksi, kun jättämäkulmataajuus ω_r on äärettömän suuri. Kuvassa 2.3 on esitetty virtayhtälöä havainnollistava virtadiagrammi, joka saadaan roottorikämmityksen jänniteyhtälöstä. Roottorikämmityksen jänniteyhtälön mukaan äärettömän roottoritaajuuden virta on staattorivuon eli d-akselin suuntainen. Virtayhtälön oikeanpuoleiset termit ovat kohtisuorassa toisiinsa verrattuna, minkä takia roottorivirran vektorin pääty seuraa ympyrän kaarta, kun jättämäkulmataajuus muuttuu. (Luomi 2011.)

Staattorivirta ja sen vektorien suunnat $\underline{i}_s = \underline{i}_M - \underline{i}_R$ määritettiin sijaiskytkennän kuvasta 2.2. Yhtälön (2.12) mukaan magnetointivirta on staattorivuon suuntainen ja se säilyy vakiona, kun staattorivuo on vakio, mitä havainnollistaa kuva 2.3. Staattorin virtavektorin pääty seuraa ympyrän kaarta, mutta sen alkupiste on magnetointivirtavektorin päässä ympyrän kaaresta. (Luomi 2011.)



Kuva 2.3. Virtojen ympyrädiagrammin muodostaminen (mukaillen Luomi 2011).

2.1.8 Staattorivirran komponentit ja vääntömomentti

Käytetään kuvan 2.2 mukaista Γ -sijaiskytkentää ja ympyrädiagrammia moottorivirran tutkimiseen. Lukitaan koordinaatiston reaaliakseli staattorin kämmivuohon, ja merkitään koordinaatiston reaaliakselia symbolilla d ja imaginaariakselia symbolilla q . Staattorin kämmivuo on täten $\underline{\psi}_s = \psi_s + j0$,

kun $\psi_{sd} = \psi_s$ ja $\psi_{sq} = j0$. Staattorivirta saadaan kuvan sijaiskytkennästä, kun staattorin käämivuo on vakio:

$$\underline{i}_s = \frac{\psi_s}{L_M} + \frac{\psi_s}{\frac{R_R}{j\omega_r} + L_\sigma} \quad (2.16)$$

mitä edelleen sieventämällä saadaan erotettua reaali- ja imaginaariosat toisistaan:

$$\underline{i}_s = \psi_s \left(\frac{1}{L_M} + \frac{L_\sigma + j\frac{R_R}{\omega_r}}{L_\sigma^2 + \left(\frac{R_R}{\omega_r}\right)^2} \right) \quad (2.17)$$

Staattorivirta voidaan täten lausua reaali- sekä imaginaarikomponenttien avulla $\underline{i}_s = i_{sd} + j i_{sq}$. Tällöin voidaan muodostaa staattorivirran imaginaarikomponentti i_{sq} :

$$i_{sq} = \frac{\psi_s}{L_\sigma} \frac{1}{\frac{\omega_r}{\omega_{rb}} + \frac{\omega_{rb}}{\omega_r}} \quad (2.18)$$

Virran q -komponentti saavuttaa maksimiarvonsa, kun jättämäkulmataajuus on yhtä suuri kuin kippijättämäkulmataajuus. Merkitään siis virran q -komponentin maksimiarvoa symbolilla i_{sqb} ja merkitään sillä ympyrän sädettä:

$$i_{sqb} = \frac{\psi_s}{2L_\sigma} \quad (2.19)$$

Vääntömomentti voidaan laskea avaruusvektoriteorian perusyhtälöllä:

$$T = \frac{3p}{2} \text{Im} \{ \underline{\psi}_s^* \underline{i}_s \} \quad (2.20)$$

Staattorivuokoordinaatistossa $\psi_{sq} = 0$, joten sijoittamalla virran ja vuon komponentit edelliseen yhtälöön, saadaan vääntömomentiksi:

$$T = \frac{3p}{2} \psi_s i_{sq} \quad (2.21)$$

Vääntömomentin yhtälöstä huomataan, että momentti on verrannollinen staattorin käämivuohon ja sitä kohtisuoraan olevaan virran q -komponenttiin. Nyt voidaan myös laskea maksimimomentti eli kippimomentti T_b , sijoittamalla yhtälöön maksimi q -virran komponentti i_{sqb} eli yhtälö (2.19):

$$T_b = \frac{3p}{2} \frac{\psi_s^2}{2L_\sigma} \quad (2.22)$$

2.1.9 Staattorivirran laskeminen vääntömomentista

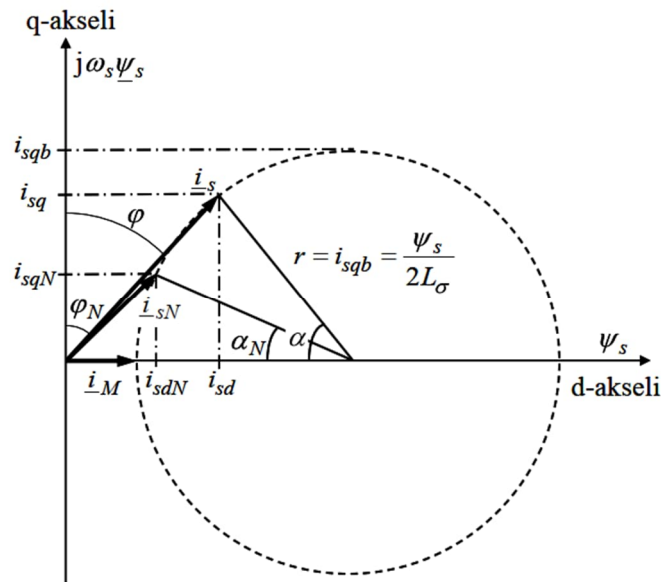
Kuvassa 2.4 on esitetty staattorivirran ympyrädiagrammi, jonka ominaisuuksia kuvaa säde $r = i_{sqb}$ ja siitä syntyvä kulma α (Luomi 2011). Kuvan avulla saadaan staattorivirran komponenteille määritettyä lausekkeet:

$$i_{sd} = i_M + i_{sqb}(1 - \cos \alpha) \quad (2.23)$$

$$i_{sq} = i_{sqb} \sin \alpha \quad (2.24)$$

Virran q -komponentin maksimiarvo i_{sqb} eli ympyrän säde on yhtälön (2.19) mukainen. Staattorivuon ollessa vakio, vääntömomentti on yhtälön (2.21) mukaan verrannollinen staattorivirran q -komponenttiin. Tällöin vääntömomentti voidaan ilmaista maksimimomentin eli yhtälön (2.22) ja α -kulman avulla:

$$T = T_b \sin \alpha \quad (2.25)$$



Kuva 2.4. Virtojen ympyrädiagrammi ja kulma α (Luomi 2011).

Samoin voidaan myös laskea nimellismomentti T_N , jolloin staattorin käämin vuo on nimellisarvossaan ψ_{sN} :

$$T_N = T_{bN} \sin \alpha_N \quad (2.26)$$

jossa T_{bN} on nimellisvuolla ψ_{sN} saatava maksimimomentti, joka voidaan esittää yhtälön (2.22) tavoin:

$$T_{bN} = \frac{3p}{2K^2} \frac{\psi_{sN}^2}{2L_\sigma} \quad (2.27)$$

Edellisissä laskelmissa on oletettu, että induktiomoottorin vakiovoalueella vuo säilyy vakiona, ja täten staattorivirta on verrannollinen vääntömomenttiin. Kentänheikennysalueella oletetaan, että staattorivuo on kääntäen verrannollinen pyörimisnopeuteen. Laskennassa on tarkoitus johtaa staattorin virran komponenteille yhtälö, joka riippuu roottorin pyörimisnopeudesta ja vääntömomentista. Tällöin saadaan tietää staattorivirta eri toimintapisteissä eli eri pyörimisnopeuksien ja momenttien arvoilla.

Laskenta on tarkoitus suorittaa moottorista tiedettävillä perussuureilla eli moottorin tyyppikilven ja datalehden arvoilla. Näitä perussuureita ovat nimellispyörimisnopeus n_N , nimellismomentti T_N , nimellisvuon maksimimomentti T_{bN} , nimellisvirta i_{sN} ja nimellispisteen tehokerroin $\cos \varphi_N$. Tällöin ei tarvita moottorille ominaisia parametrejä, kuten hajainduktanssia, roottorin tai staattoriresistansseja, joita ei välttämättä ole saatavilla. Seuraavissa alaluissa lasketaan staattorivirran komponentit nimellisvuolla eli vakiovoalueella sekä kentänheikennysalueella käyttämällä apuna kuvaa 2.4.

2.1.10 Staattorivirta vakiovoalueella

Kuvasta 2.4 voidaan määrittää staattorin nimellisvirran d - ja q -komponentit eli lois- ja pätovirran komponentit:

$$i_{sdN} = i_{sN} \sin \varphi_N \quad (2.28)$$

$$i_{sqN} = i_{sN} \cos \varphi_N \quad (2.29)$$

Yhtälön (2.21) mukaan vääntömomentti on verrannollinen staattorin pätovirtaan, joten pätovirran maksimi-arvo saadaan nimellisvuon maksimimomentin ja nimellismomentin suhteesta:

$$i_{sqb} = \frac{T_{bN}}{T_N} i_{sN} \cos \varphi_N \quad (2.30)$$

Kuvan 2.4 kulma α voidaan määrittää pätovirran ja täten myös vääntömomentin avulla:

$$\sin \alpha = \frac{i_{sq}}{i_{sqb}} = \frac{T}{T_{bN}} \quad (2.31)$$

Ratkaisemalla maksimipätövirran komponentti i_{sqb} yhtälöstä (2.31) ja sijoittamalla se yhtälöön (2.30), saadaan yhtälö staattorin pätövirran komponentille:

$$i_{sq} = \frac{T}{T_N} i_{sN} \cos \varphi_N \quad (2.32)$$

jossa nimellisarvoiset suureet ovat parametrejä ja muuttujana on vain toimintapisteen momentti T .

Staattorin loisvirran komponentti i_{sd} voidaan yhtälön (2.23) ja kuvan 2.4 perusteella lausua myös nimellissuureiden avulla:

$$i_{sd} = i_{sdN} + i_{sqb} (\cos \alpha_N - \cos \alpha) \quad (2.33)$$

Yhtälöä (2.31) soveltamalla voidaan muodostaa kulmien α ja α_N kosineille lausekkeet:

$$\cos \alpha = \sqrt{1 - \sin^2 \alpha} = \sqrt{1 - \left(\frac{T}{T_{bN}}\right)^2} = \frac{T_N}{T_{bN}} \sqrt{\left(\frac{T_{bN}}{T_N}\right)^2 - \left(\frac{T}{T_N}\right)^2} \quad (2.34)$$

$$\cos \alpha_N = \sqrt{1 - \sin^2 \alpha_N} = \sqrt{1 - \left(\frac{T_N}{T_{bN}}\right)^2} = \frac{T_N}{T_{bN}} \sqrt{\left(\frac{T_{bN}}{T_N}\right)^2 - 1} \quad (2.35)$$

ja sijoittamalla kosinien lausekkeet sekä yhtälöt (2.28) ja (2.30) staattorin loisvirran komponentin lausekkeeseen (2.33), saadaan loisvirran komponentille i_{sd} yhtälö nimellissuureiden avulla:

$$i_{sd} = i_{sN} \left(\sin(\varphi_n) + \cos(\varphi_n) \left(\sqrt{\left(\frac{T_{bN}}{T_N}\right)^2 - 1} - \sqrt{\left(\frac{T_{bN}}{T_N}\right)^2 - \left(\frac{T}{T_N}\right)^2} \right) \right) \quad (2.36)$$

jossa muuttujana on ainoastaan vääntömomentti T ja muut suureet ovat nimellispisteen arvoja.

Lopulta voidaan laskea staattorivirran itseisarvo pätö- ja loiskomponentin eli yhtälöiden (2.32) ja (2.36) avulla:

$$i_s = \sqrt{i_{sq}^2 + i_{sd}^2} \quad (2.37)$$

2.1.11 Staattorivirta kentänheikennysalueella

Kentänheikennysalueella oletetaan, että roottorin nimellispyörimisnopeutta n_N suuremmilla nopeuksilla staattorin käämivuo ψ_s pienentyy nimellisarvoon ψ_{sN} kääntäen verrannollisena roottorin pyörimisnopeuteen n . Tämä johtuu siitä, että staattorijännitettä ei nosteta nimellisjännitettä korkeammalle, jolloin se säilytetään vakiona nimellisjännitteessä. Staattorin käämivuo on lineaarisesti riippuvainen pyörimisnopeudesta, minkä vuoksi se pienenee kääntäen verrannollisesti pyörimisnopeuteen. Tällöin staattorin käämivuo on kentänheikennysalueella:

$$\psi_s = \frac{n_N}{n} \psi_{sN} \quad (2.38)$$

Yhtälön (2.22) mukaan maksimimomentti on verrannollinen staattorin käämivuon neliöön, joten maksimimomentti on myös kääntäen verrannollinen pyörimisnopeuden neliöön:

$$T_b = \left(\frac{n_N}{n}\right)^2 T_{bN} \quad (2.39)$$

Staattorivirran lois- ja pätökomponentiksi eli i_{sd} ja i_{sq} saadaan täten kentänheikennysalueella:

$$i_{sd} = i_{sN} \left(\frac{n_N}{n} \left(\sin(\varphi_N) + \cos(\varphi_N) \sqrt{\left(\frac{T_{bN}}{T_N}\right)^2 - 1} \right) - \cos(\varphi_N) \sqrt{\left(\frac{T_{bN} n_N}{T_N n}\right)^2 - \left(\frac{T}{T_N n_N}\right)^2} \right) \quad (2.40)$$

$$i_{sq} = i_{sN} \left(\frac{T}{T_N} \cdot \frac{n}{n_N} \right) \cos(\varphi_N) \quad (2.41)$$

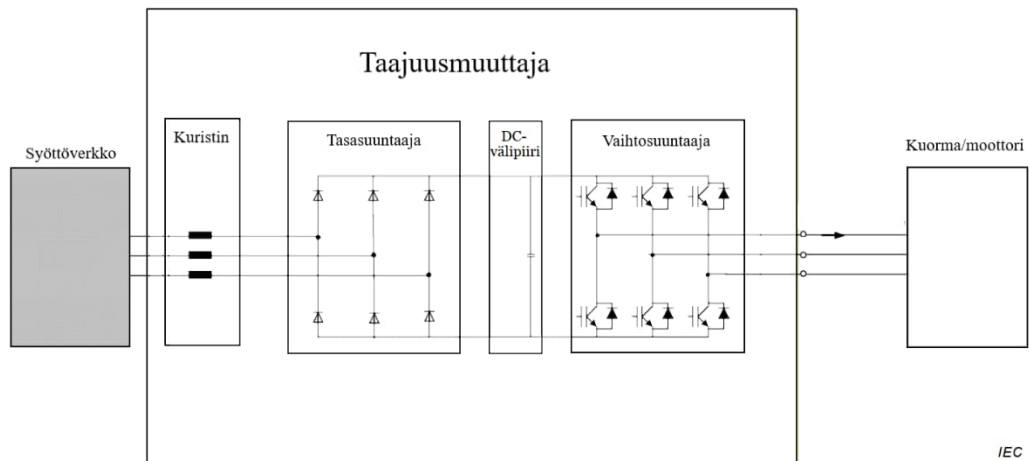
joiden avulla voidaan laskea staattorivirran komponenttien arvot halutulla momentilla ja roottorin pyörimisnopeudella. Staattorivirran itseisarvo voidaan laskea kentänheikennysalueella samoin kuin vakiovuoalueella eli yhtälöllä (2.37).

Staattorivirran komponenttien avulla pystytään siis laskemaan moottorin tarvitsema staattorivirta, kun moottorin parametrit ja toimintapiste tiedetään. Kun tiedetään staattorijännite ja staattorivirta, niin voidaan laskea staattorin syöttöteho eli taajuusmuuttajan lähtöteho. Virran, jännitteen ja tehon avulla pystytään alkamaan laskea taajuusmuuttajan pääkomponenttien tuottamia häviöitä eri moottorin toimintapisteissä. Ennen sitä tarkastellaan taajuusmuuttajan pääkomponentteja sekä niiden häviölaskentayhtälöitä.

2.2 Taajuusmuuttajan osat ja niiden häviöt

Taajuusmuuttaja on sähkölaite, jolla pystytään muuttamaan syöttävän sähköverkon jännitteen taajuutta ja amplitudia halutulle tasolle. Aikaisemmin yhtälöllä (2.2) näytettiin induktiomootorin pyörimisnopeuden riippuvan staattorin syöttötaajuudesta, minkä takia taajuusmuuttajalla pystytään säättämään moottorin pyörimisnopeutta. Tämän vuoksi taajuusmuuttajaa yleensä käytetäänkin generaattoreiden ja moottoreiden ohjauksessa, koska sillä mahdollistetaan niille laaja toiminta-alue, mikä myös optimoi järjestelmän kokonaisenergiankulutusta.

Tyypillinen teollisuuskäyttöinen taajuusmuuttaja koostuu pääpiirteittäin neljästä osasta: kuristimesta, tasasuuntaajasta, tasajännitevälipiiristä ja vaihtosuuntaajasta, kuten kuva 2.5 esittää. Taajuusmuuttajan toiminta yleisesti perustuu siihen, että se muuttaa syöttöverkon vaihtojännitteen ensin tasajännitteeksi tasasuuntaajalla, jonka jälkeen tasajännite muutetaan takaisin vaihtojännitteeksi vaihtosuuntaajalla. Näiden neljän pääkomponentin lisäksi taajuusmuuttajissa on esimerkiksi ohjauselektroniikkaa ja puhaltimia. Seuraavissa alaluvuissa käydään läpi tarkemmin edellä mainittujen komponenttien toimintaa ja niissä aiheutuvia tehohäviöitä, jotka määrittelevät pääasiassa taajuusmuuttajan energiatehokkuuden. Tehohäviöt esitetään komponenttien keskimääräisinä häviöinä tietyssä toimintapisteessä.



Kuva 2.5. Taajuusmuuttajan pääpiirteinen rakenne (Mukaillen IEC 61800-9-2 2017).

2.2.1 Kuristin

Kuristinta kutsutaan laitteessa usein verkkosuodattimeksi. Kuristimet voidaan yleisesti jakaa taajuusmuuttajissa DC- ja AC-kuristimiin. AC-kuristin on kytketty syöttöverkon sekä tasasuuntaajan väliin, ja DC-kuristin on

kytketty taajuusmuuttajan tasajännitevälipiiriin. Tässä työssä keskitytään vain AC-kuristimellisiin taajuusmuuttajiin. AC- ja DC-kuristimien vaikutuksesta taajuusmuuttajan häiriönsuojaukseen voi lukea enemmän Luukan (2014) diplomityöstä.

AC-kuristin siis kytketään laitteen syöttöverkon ja tasasuuntaajan väliin. Sen pääasiallisena tehtävänä on suodattaa harmonisia yliaaltoja sekä häiriöitä syöttöverkosta. Verkon häiriöt tarkoittavat tilapäisiä poikkeamia normaaliin toimintaan verrattuna, mitkä ovat usein äkillisiä ja lyhytaikaisia. Näitä häiriöitä ovat esimerkiksi jännitepiikit ja jännitesäröt. (Luukka 2014.)

Tyypillinen AC-kuristin koostuu rautasydämeestä, jonka ympärille on kääritty käämitys alumiini- tai kuparijohtimesta. Käämityksen luoma induktanssi kasvattaa kuristimen impedanssia taajuuden funktiona, minkä takia se suodattaa häiriöitä korkeilla taajuuksilla. Käämitys samalla indusoi rautasydämeen magneettivuon. Kuristimen tehohäviöt täten koostuvat sydän- ja johdinhäviöistä. (Muhlethaler ym. 2012a.) Kuristimen mitoittamisen avulla voidaan valita, minkä taajuuksien häiriöitä halutaan vähentää. Mitoituksella pyritään ensisijaisesti suojaamaan taajuusmuuttajaa verkon häiriöiltä. Taajuusmuuttaja kuitenkin tuottaa myös verkkoon harmonisia yliaaltoja, minkä takia kuristin voidaan mitoittaa suojaamaan verkkoa taajuusmuuttajan tuotamilta häiriöiltä tarvittaessa.

Kuristimen ekvivalenttinen piiri muodostetaan sarjaresistanssista ja -induktanssista. Johdinhäviöt syntyvät kelan johtimien resistanssista. Resistanssiin vaikuttaa johtimen materiaalin resistiivisyys sekä johtimen pituus ja halkaisija.

Virrantiheys johtimessa aiheuttaa ympärilleen magneettikentän Amperen lain mukaisesti, mikä aiheuttaa pyörrevirtoja johtimeen Faradayn lain mukaisesti. Tästä syystä myös johtimen itseindusoidut magneettikentät kasvattavat resistanssia. Suurilla taajuuksilla myös virranahdolla on merkitystä. Virranahdolla tarkoitetaan sitä, että virta pakkautuu sitä lähemmäs johtimen ulkohalkaisijaa mitä suurempi virran taajuus on, mikä vaikuttaa virran näkemään resistanssiin. (Mizutani ym. 2020.)

Häviölaskenta suoritetaan yleensä kuristimen DC-resistanssilla etenkin tulopuolen kuristimille, koska verkkotaajuus on matala. Valmistaja yleensä myös ilmoittaa DC-resistanssin arvon kuristimelle datalehdessä. Jos virranahtoa ei huomioida, niin kolmivaiheisen kuristimen johdinhäviöt P_{Cu} voidaan laskea yksinkertaisesti:

$$P_{Cu} = 3R_{DC}I_v^2 \quad (2.42)$$

jossa R_{DC} on johtimen DC-resistanssi, I_v on verkkovirran tehollisarvo (Lazar & Hanigovszki 2018). Johtimen DC-resistanssi voidaan myös laskea. Tällöin $R_{DC} = \rho \frac{l}{A}$, jossa l on johtimen pituus, A on johtimen poikkipinta-ala ja ρ on johdinmateriaalin resistiivisyys.

Rautasydämen häviöt eli rautahäviöt ovat huomattavasti monimutkaisempia laskea kuin johdinhäviöt. Magneettisiin rautahäviöihin vaikuttaa pääosin kolme häviötekijää. Nämä ovat pyörrevirta-, hystereesi- ja jäännöshäviöt (Snelling 1988). Pyörrevirtahäviöihin vaikuttavat materiaalin johtavuus, magneettivuon taajuus ja rautasydämen geometria. Pyörrevirtojen minimoimiseksi rautasydän laminoidaan useista ohuista kerroksista. Hystereesihäviöt kasvavat lineaarisesti magneettivuon taajuuden suhteen ja niihin vaikuttaa eniten materiaalin hystereesisilmukan pinta-ala. Jäännöshäviöiden syynä ovat magneettisen systeemin relaksaatioprosessit. Magneettisen systeemin terminen tasapaino muuttuu jatkuvasti, minkä takia systeemi pyrkii relaksoitumaan eli löytämään uuden termisen tasapainon. Tätä kutsutaan relaksaatioprosessiksi. (Muhlethaler ym. 2012a.)

Rautahäviöille on esitetty monia häviölaskentamalleja. Lähes kaikissa malleissa jätetään huomiotta tiettyjä tekijöitä analyyttisen laskennan helpottamiseksi, minkä takia laskentamallit eroavat paljon toisistaan. Lähtökohtaisesti laskenta suoritetaan summaamalla edellä mainitut häviötekijät yhteen, jotta saadaan kuristimen kokonaisrautahäviöt. Yleisin tapa kuristimen rautahäviöiden (P_{Fe}) mallintamiseen on Steinmetzin yhtälö (Lazar & Hanigovszki 2018):

$$P_{Fe} = K_h B_{max}^2 f_v + K_c (B_{max} f_v)^2 + K_e (B_{max} f_v)^{1.5} \quad (2.43)$$

jossa B_{max} on magneettivuon tiheyden huippuarvo, f_v on syöttöverkon taajuus, K_h on hystereesikerroin, K_c on pyörrevirtakerroin ja K_e on jäännöshäviökerroin. Monissa teoksissa yhtälön viimeinen termi jätetään huomiotta sen pienen vaikutuksen takia (Lazar & Hanigovszki 2018). Steinmetzin yhtälön käytännön ongelmana on kuitenkin se, että kuristimen datalehdillä ei yleensä ole annettu näin yksityiskohtaisia tietoja kuristimesta, minkä takia edellä mainittujen kertoimien selvitys monimutkaistuu. Rautahäviön kertoimien matemaattinen mallinnus tai rautahäviöiden erillinen mittaus voidaan suorittaa Muhlethalerin (2012b) väitöskirjan esittämällä tavalla. Laskentamallin yksinkertaistamiseksi tässä työssä käytetään rautahäviöille kuristimen valmistajan laskemaa arvoa rautahäviöistä.

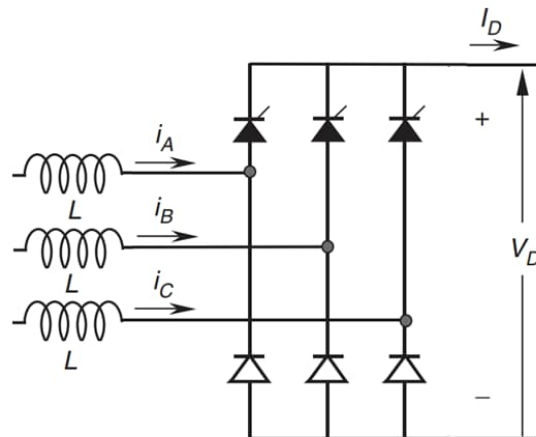
Kuristimen aiheuttamat kokonaistehohäviöt P_{ku} voidaan arvioida summaamalla yhtälöt (2.42) ja (2.43):

$$P_{ku} = P_{Cu} + P_{Fe} = 3R_{DC}I_v^2 + P_{Fe} \quad (2.44)$$

Kuristin siis suodattaa harmonisia yliaaltoja sekä häiriöitä syöttöverkosta ja aiheuttaa johdin- ja rautahäviöitä. Tämän jälkeen teho siirtyy tasasuuntaajalle, jota käsitellään seuraavassa alaluvussa lisää.

2.2.2 Tasasuuntaaja

Tasasuuntaajan päätarkoitus on muuttaa verkon vaihtojännite tasajännitteeksi. Tasasuuntaus suoritetaan tehoelektronikan avulla, kuten tyristorilla, tehodiodeilla, transistoreilla tai niiden yhdistelmillä. Tässä työssä käsitellään kolmivaiheista puoliohjattua tasasuuntaussiltaa, joka koostuu kolmesta tyristorista ja kolmesta diodista, kuten kuva 2.6 esittää. Jotta kyseisen piirin toimintaa on helpompi ymmärtää, käydään seuraavaksi läpi diodien ja tyristorien toimintaa.



Kuva 2.6. Puoliohjattu tasasuuntaussilta (mukaillen Rashid 2011).

Tehodiodit ovat ohjaamattomia puolijohdekytkimiä, jotka päästävät virtaa läpi vain yhteen suuntaan anodilta katodille. Tällöin vaihtovirrasta vain positiivinen puolijakso pääsee diodin läpi, minkä takia tasasuunnatun tasajännitteen maksimiarvo voi olla hetkellisesti maksimissaan vaihtojännitteen huippuarvo. Diodit mallinnetaan yleensä ideaaleina kytkiminä, jotka eivät kuluta tehoa, koska niiden aiheuttama jännitteen pudotus on yleensä vain 1–2 V:a. Häviölaskennassa kyseistä oletusta ei voida tehdä, ja niiden häviöt täytyy ottaa huomioon. (Trzynadlowski 2015.)

Tyristorit luokitellaan puoliohjattuihin tehokytkimiin. Ne toimivat muuten samalla tavalla kuin diodit, mutta niiden virran päästöaikaa voidaan lisäksi ohjata ohjaussignaalilla (Trzynadlowski 2015). Tämä mahdollistaa sen, että suuntaajan tuottamaa tasajännitettä voidaan säädellä tyristoreiden ohjauskulmaa α muuttamalla (Rashid 2011).

Tässä työssä tutkittava kolmivaiheinen puoliohjattu suuntaussilta muistuttaa hyvin paljon kolmivaiheista tyristorisiltaa, jossa kaikki puolijohteet ovat tyristoreita. Tyristorisilta toimii tasasuuntaajana, kun ohjauskulma on alle 90° , ja vaihtosuuntaajana, kun ohjauskulma on yli 90° (Kyyrä 2013). Jos vaihtosuuntaus ei ole tarpeellista, kytkentää voidaan yksinkertaistaa korvaamalla kolme tyristoria tehodiodeilla kuvan 2.6 mukaisesti. Tämä yksinkertaistus on ekonomisesti kannattavaa, koska tehodiodit ovat edullisempia kuin tyristorit ja niiden tarvitsemat ohjausjärjestelmät. (Rashid 2011.) Tällöin tehoa voidaan ajaa vain yhteen suuntaan, mikä on työn kohteena olevalle taajuusmuuttajatyypille ominaista.

Rashidin (2011) mukaan puoliohjattua siltaa voidaan mallintaa vaiheohjatun puoliaaltosuuntaajan ja ohjaamattoman puoliaaltosuuntaajan rinnankytkentänä. Tasasuuntaajan tuottama tasajännitteen keskiarvo on tärkeä työn kannalta, koska sen suuruus vaikuttaa suoraan vaihtosuuntaajan tuottamaan taajuusmuuttajan lähtöjännitteeseen, mikä esitetään myöhemmin luvussa 2.2.4, ja välipiirin komponenttien tehohäviöihin. Puoliohjatun sillan tuottaman tasajännitteen keskiarvo voidaan laskea yhtälöllä:

$$U_{dc,avg} = \frac{3\sqrt{2} \cdot U_v}{2\pi} (1 + \cos(\alpha)) \quad (2.45)$$

jossa U_v on syöttöverkon pääjännite ja α on ohjauskulma (Rashid 2011). Tällöin tasajännitteen keskiarvo ei ikinä ole negatiivinen ja sen suurin arvo saavutetaan, kun ohjauskulma on 0° sekä pienin arvo ohjauskulman ollessa 90° . Työn kohteena olevan tasasuuntaajan tyristorien ohjauskulmaa käytetään vain taajuusmuuttajan sammutuksessa ja käytön aikana ne ohjataan toimimaan kuin diodit. Tällöin käytön aikana ohjauskulma on jatkuvasti 0° , jolloin tasajännitteen keskiarvon yhtälö yksinkertaistuu:

$$U_{dc,avg} = \frac{3\sqrt{2} \cdot U_v}{\pi} \approx 1.35 \cdot U_v \quad (2.46)$$

Mohanin ym. (2003) teoksen mukaan tulopuolen kuristin vaikuttaa tasa-suuntaussillan toimintaan. Tulopuolen kuristin aiheuttaa kommutoinnin seurauksena tasajännitteen alenemisen. Tällöin tasajännite voidaan laskea olevan:

$$U_{dc,avg} = 1.35 \cdot U_v - \frac{3}{\pi} 2\pi f_v L_k I_{dc,rms} \quad (2.47)$$

jossa f_v on syöttöverkon taajuus, L_k kuristimen induktanssi ja $I_{dc,rms}$ välipiirin DC-virran tehollisarvo.

Puolijohteiden eli tässä tapauksessa diodien häviöt jaetaan yleisesti johtamis-, kytkentä- ja estotilan häviöihin. Estotilan häviöt ovat tyypillisesti alle 1 %:n suhteessa johtamis- ja kytkentähäviöihin, minkä takia ne voidaan yleensä jättää huomiotta (Kim ym. 2001). Tällöin diodin häviöt koostuvat laskennassa johtamis- ja kytkentähäviöistä.

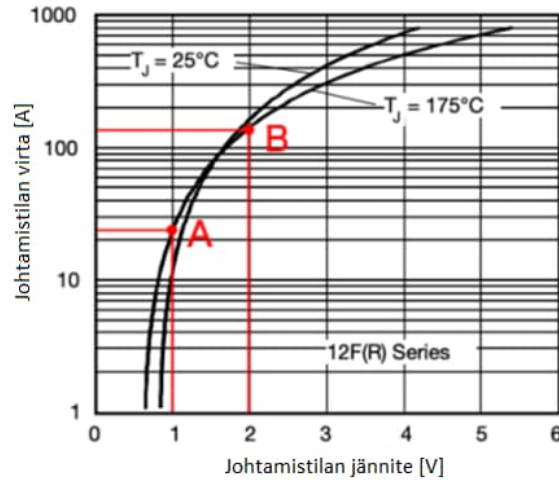
Diodin johtamishäviöt voidaan arvioida seuraavalla yhtälöllä:

$$P_{F,D} = I_{D,rms}^2 r_{F,D} + U_{F,D} I_{D,avg} \quad (2.48)$$

jossa $I_{D,rms}$ on diodin johtavuustilan virran tehollisarvo, $r_{F,D}$ on diodin resistanssi, $U_{F,D}$ on diodin kynnysjännite ja $I_{D,avg}$ on diodin johtavuustilan virran keskiarvo (Graovac ym. 2006). Diodin resistanssi ja kynnysjännite löytyvät yleensä valmistajan datalehdiltä. Resistanssi ja kynnysjännite ovat riippuvaisia lämpötilasta, minkä takia ne usein esitetään eri lämpötiloilla jännitevirta-käyrinä datalehdissä, kuten kuvassa 2.7. Käyrät eivät ole myöskään lineaarisia, kuten kuva esittää. Tällöin parametrit täytyy lineaarisesti approksimoida läheltä toiminta-aluetta, jotta laskenta helpottuisi. Tämä toteutetaan lineaarisesti interpoloimalla diodin jännitevirta-käyrää (Garcia 2021). Interpolointi tapahtuu valitsemalla jännitevirta-käyrältä kaksi pistettä $A(v_a, i_a)$ ja $B(v_b, i_b)$, kuten kuvassa 2.7. Tällöin diodin resistanssi ja kynnysjännite voidaan laskea yhtälöillä:

$$r_{F,D} = \frac{v_b - v_a}{i_b - i_a} \quad (2.49)$$

$$U_{F,D} = v_a - i_a r_{F,D} \quad (2.50)$$



Kuva 2.7. Diodin jännite-virta-käyrän linearisointi (mukaillen Garcia 2021).

Rashid (2011) ja Mohan ym. (2003) esittivät teoksissaan kolmivaiheisen syöttöpuolen kuristimen vaikutusta ohjaamattoman tasasuuntaussillan toimintaan. Taulukko 2 esittää muunnoskertoimia teosten pohjalta, joiden avulla pystytään ratkaisemaan tasasuuntaussillan virrat, kun tiedetään syöttöverkon tehokerroin. Kirjallisuudessa usein oletetaan, että välipiirin virta ja jännite koostuvat ideaalisesti vain DC-komponentista eli esimerkiksi $I_{dc,avg} = I_{dc,rms,2}$, jossa $I_{dc,rms,2}$ on tasasuuntaajan tuottaman DC-virran tehollisarvo, josta kerrotaan enemmän luvussa 2.2.3. Tällöin oletetaan, että syöttöverkon tehokerroin säilyy vakiona noin 95 %:ssa.

Kun puoliohjattu tasasuuntaussilta kytketään verkkoon, jossa on äärellinen induktanssi, niin tehokerroin ei enää säily vakiona, vaan se riippuu sillan lähtötehosta epälineaarisesti. Tällaisen tilanteen analyttinen ratkaiseminen on kuitenkin haastavaa, jos tehokerrointa ei saada ulkoisesti määritettyä esimerkiksi mittaamalla tai simuloimalla. Suurilla kuormilla tehokerroin lähestyy kuitenkin 95 %:a, minkä vuoksi kirjallisuudessa tehokerroin usein oletetaan vakioksi. (Mohan ym. 2003.)

Taulukko 2. Tasasuuntaussillan muunnoskertoimia (mukaillen Rashid 2011 & Mohan ym. 2003).

	Kolmivaiheinen tasasuuntaussilta
Diodin virran keskiarvo $I_{D,avg}$	$(1/3)I_{dc,avg}$
Diodin virran tehollisarvo $I_{D,rms}$	$(1/\sqrt{3})I_{dc,rms,2}$
Verkkovirran tehollisarvo I_v	$(\sqrt{2})I_{D,rms}$
Verkkovirran tehollisarvo I_v	$(\sqrt{2/3})I_{dc,rms,2}$
Verkkovirran perusaallon tehollisarvo I_{v1}	$(\sqrt{6/\pi})I_{dc,avg}$
Syöttöverkon tehokerroin $PF = \cos(\varphi_v)$	I_{v1}/I_v

Diodien kytkentähäviöt koostuvat syttymishäviöistä ja katkaisuhäviöistä. Toisaalta syttymishäviöt ovat alle 1 %:n verrattuna katkaisuhäviöihin, minkä takia diodin syttymishäviöitä ei yleensä tarvitse huomioida (Alemi & Lee 2011). Diodin katkaisuhäviöt muodostuvat suurimmaksi osaksi takavirtapiikistä, josta kerrotaan enemmän myöhemmin luvussa 2.2.4. Tasasuuntaajan diodin katkaisuhäviöt voidaan arvioida yhtälöllä:

$$P_{sw,D} = \frac{1}{6} I_{RR} U_v t_{rrb} f_v \quad (2.51)$$

jossa I_{RR} on takavirtapiikin maksimiarvo, U_v on verkon pääjännite, t_{rrb} on takavirtapiikin laskuaika ja f_v on syöttöverkon taajuus (Brown 2008). Takavirtapiikin maksimiarvoa ja sen laskuaikaa havainnollistaa kuva 2.12. Diodin datalehdissä ei ole kuitenkaan aina ilmoitettu takavirtapiikin laskuaikaa (t_{rrb}), minkä takia se täytyy laskea erikseen. Datalehdiltä löytyy yleensä takavirtapiikin kokonaisaika t_{rr} sekä takavirtapiikin nousukerroin $\frac{di}{dt}$, joita hyödyntämällä voidaan laskea takavirtapiikin laskuaika. Takavirtapiikin kokonaisaika voidaan jakaa nousu t_{rra} sekä lasku t_{rrb} aikoihin:

$$t_{rr} = t_{rra} + t_{rrb} \quad (2.52)$$

Kun takavirtapiikin maksimiarvo I_{RR} ja nousukerroin $\frac{di}{dt}$ tiedetään, takavirtapiikin nousuaika voidaan laskea:

$$t_{rra} = \frac{I_{RR}}{\left(\frac{di}{dt}\right)} \quad (2.53)$$

mitä hyödyntämällä voidaan lopulta laskea takavirtapiikin laskuaika:

$$t_{rrb} = t_{rr} - \frac{I_{RR}}{\left(\frac{di}{dt}\right)} \quad (2.54)$$

jolloin sijoittamalla yhtälö (2.54) yhtälöön (2.51) saadaan arvio diodin katkaisuhäviöistä:

$$P_{sw,D} = \frac{1}{6} I_{RR} U_v \left(t_{rr} - \frac{I_{RR}}{\left(\frac{di}{dt}\right)} \right) f_v \quad (2.55)$$

Tasasuuntaussillan tehohäviöt voidaan siis täten esittää diodin johtumis- ja kytkentähäviöiden summana kuudelle diodille:

$$P_{ts} = 6 \cdot P_{F,D} + 6 \cdot P_{sw,D} \quad (2.56)$$

Tällöin sijoittamalla yhtälöt (2.48) ja (2.55) yhtälöön (2.56), saadaan tasa-suuntaajan tehohäviöille yhtälö:

$$P_{ts} = 6 \cdot (I_{D,rms}^2 r_{F,D} + U_{F,D} I_{D,avg}) + I_{RR} U_v \left(t_{rr} - \frac{I_{RR}}{\left(\frac{di}{dt}\right)} \right) f_v \quad (2.57)$$

2.2.3 Tasajännitevälipiiri

Tasasuuntaaja siis muuttaa syöttöverkon vaihtojännitettä tasajännitteeksi ja syöttää sitä tasajännitevälipiiriin. Tällöin tasajännite on diodisillan takia sykkivää, koska diodit päästävät kolmivaiheisesta vaihtovirrasta vain positiiviset aallon huiput läpi. Tasajännitevälipiirin tehtävänä onkin tasoittaa tasajännitettä ennen kuin se kulkeutuu vaihtosuuntaajalle. Tasoitus suoritetaan DC-kondensaattoreilla, jotka toimivat samalla energiavarastoina. Tasoitus perustuu kondensaattorin kapasitanssin ominaisuuteen, joka pyrkii estämään jännitevaihteluita. (Lee ym. 2008.) Kondensaattorit siis poistavat välipiiristä vaihtovirtakomponentteja. Kondensaattoreissa kulkevat virran taajuuskomponentit muodostavat lämpöhäviöitä eli kondensaattorin häviöt P_c (Grbovic 2009).

Halutun jännitekeston saavuttamiseksi kondensaattoreita kytketään useampia sarjaan DC-potentiaalin välille välipiirissä. Kondensaattorit ovat usein elektrolyyttikondensaattoreita, koska niiden kapasitanssi on suuri suhteessa tilavuuteen. Kondensaattorin rinnalle usein asetetaan tasausvastus. Tasausvastus nimensä mukaan tasapainottaa kondensaattorien vuotovirtojen muodostamaa epätasapainoa, joka johtaisi sarjaan kytkettyjen kondensaattorien jännitteiden ajautumisen epätasapainoon, jolloin jokin kondensaattoreista voisi tulla ylijännitteiseksi ja hajota (Grbovic 2009).

Kondensaattorien ja tasausvastuksien lisäksi välipiirissä on usein jarruvastuksia ja purkuvastuksia. Jarruvastuksiin voidaan ajaa ylimääräistä tehoa, jos halutaan jarruttaa moottoria, mihin tässä työssä ei ole tarvetta. Purkuvastuksia käytetään tasajännitteen purkuun kondensaattoreista, kun laite sammutetaan, jotta vältytään vahingollisilta sähköiskuilta. Usein laitteissa käytetään samoja vastuksia tasapainottamiseen sekä purkamiseen. Tällöin vastukset ovat siis jatkuvasti käytössä, minkä takia ne täytyy huomioida häviölaskennassa. Tällöin tasajännitevälipiirin häviöt voidaan esittää kondensaattoreiden ja tasausvastuksien häviöiden summana:

$$P_{vp} = P_c + P_{res} \quad (2.58)$$

jossa P_{vp} on tasajännitevälipiirin tehohäviöt, P_c on kondensaattoreiden häviöt ja P_{res} on tasausvastuksien häviöt. Seuraavaksi esitetään tasajännitevälipiirissä kulkevia virtoja, ja lopulta esitetään häviölaskentamallit elektrolyyttikondensaattoreille sekä tasausvastuksille.

Kondensaattorit ovat tasajännitevälipiirissä asetettu positiivisen ja negatiivisen potentiaalin väliin. Potentiaalin jännite ja virta koostuvat AC- ja DC-komponenteista, joista lähtöön tehoa kuljettava osa on DC-komponentti. Kondensaattorien on tarkoitus poistaa välipiiristä tasasuuntaajan sekä vaihtosuuntaajan tuottamat AC-komponentit, joista muodostuu kondensaattorien kuorma. Kolar & Round (2006) ovat johtaneet tasajännitevälipiirin keskiarvoiseksi virraksi eli DC-komponentiksi:

$$I_{dc,avg} = \frac{3\sqrt{2}}{4} I_s M \cos \varphi \quad (2.59)$$

jossa I_s on laitteen lähtövirta, φ on virran ja jännitteen välinen vaihesiirtokulma sekä M on modulointi-indeksi. Modulointi-indeksiin vaikuttaa vaihtosuuntaajan modulointitapa, mikä esitetään luvussa 2.2.4. Kolarin & Roundin työssä myös johdetaan vaihtosuuntaajan aiheuttama virran tehollisarvo tasajännitevälipiiriin, eli tasajännitevälipiirin lähtövirran tehollisarvo:

$$I_{dc,rms,1} = I_s \sqrt{\left[\frac{2\sqrt{3}}{\pi} M \left(\frac{1}{4} + \cos^2 \varphi \right) \right]} \quad (2.60)$$

Kolarin & Roundin (2006) mukaan vaihtosuuntaajan aiheuttama kondensaattorihaarassa kulkeva virta voidaan laskea DC-lähtövirran keskiarvon ja tehollisarvon, eli yhtälöiden (2.59) ja (2.60), neliöiden erotuksen neliöjuurena:

$$I_{c,rms,1} = I_s \sqrt{\left[2M \left(\frac{\sqrt{3}}{4\pi} + \cos^2(\varphi) \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9}{16} M \right) \right) \right]} \quad (2.61)$$

jossa $I_{c,rms,1}$ on vaihtosuuntaajan aiheuttama kondensaattorihaaran virran tehollisarvo, I_s on laitteen lähtövirta, φ on lähtövirran ja -jännitteen välinen vaihesiirtokulma sekä M on modulointi-indeksi. Samalla tavalla voidaan myös laskea tasasuuntaajan aiheuttama virtakuorma kondensaattoreille tau-

lukon 2 arvoilla $I_{c,rms,2} = \sqrt{I_{dc,rms,2}^2 - I_{dc,avg}^2}$.

Kondensaattoreille ilmoitetaan yleensä datalehdillä niille ominainen $R_{ESR,f}$ eli ekvivalenttinen sarjaresistanssi. $R_{ESR,f}$ kuvaa kondensaattorin johtimien, liitoksien, elektrolyytin ja elektrodifolioiden yhteisresistanssia eri taajuuksilla (Kolar & Round 2006), minkä takia sitä käytetään häviöiden laskennassa.

Kondensaattorin tuottamat resistiiviset häviöt P_c voidaan arvioida seuraavalla yhtälöllä (Kolar & Round 2006):

$$P_c = \sum_f I_{C,rms,f}^2 R_{ESR,f} \quad (2.62)$$

jossa $I_{C,rms,f}$ on kondensaattorihaaran virran tehollisarvo kyseisellä taajuudella ja $R_{ESR,f}$ on kondensaattorin ekvivalenttinen sarjaresistanssi kyseisellä taajuudella. Tässä työssä täytyy siis ottaa huomioon tasasuuntaajan ja vaihtosuuntaajan tuottamat virran taajuuskomponentit kondensaattoreiden häviölaskennassa, jolloin häviöt ovat syöttöverkon virtakomponenttien ja lähdön virtakomponenttien häviöiden summa.

Kondensaattoreiden rinnalla olevien tasausvastusten häviöt täytyy myös ottaa huomioon. Tasausvastukset tuottamat tehohäviöt P_{res} voidaan laskea seuraavasti:

$$P_{res} = \frac{U_{dc,avg}^2}{R_{tp}} \quad (2.63)$$

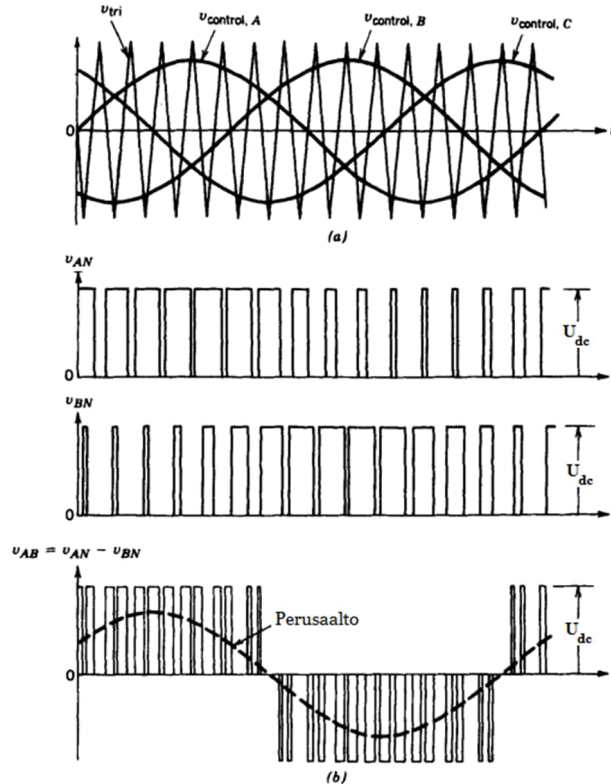
jossa $U_{dc,avg}$ on tasajännitevälipiirin tasajännitteen keskiarvo ja R_{tp} on tasausvastuksien resistanssin suuruus. Tällöin sijoittamalla yhtälöt (2.62) ja (2.63) yhtälöön (2.58) saadaan tasajännitevälipiirin häviöille yhtälö:

$$P_{vp} = \sum_f I_{C,rms}^2 R_{ESR,f} + \frac{U_{dc,avg}^2}{R_{tp}} \quad (2.64)$$

2.2.4 Pulssinleveysmodulaatio

Pulssinleveysmodulaatiossa (PWM) vaihtosuuntaajasillan puolijohdekytkimiä käytetään muokkaamaan tasajännite mahdollisimman sinimuotoiseksi vaihtojännitteeksi. Muokkaaminen tapahtuu avaamalla ja sulkemalla puolijohdekytkimiä, jolloin välipiirin tasajännitteen avulla muodostetaan halutun muotoinen lähtöjännite. Tällöin pystytään vaikuttamaan vaihtojännitteen amplitudiin, taajuuteen ja vaiheeseen.

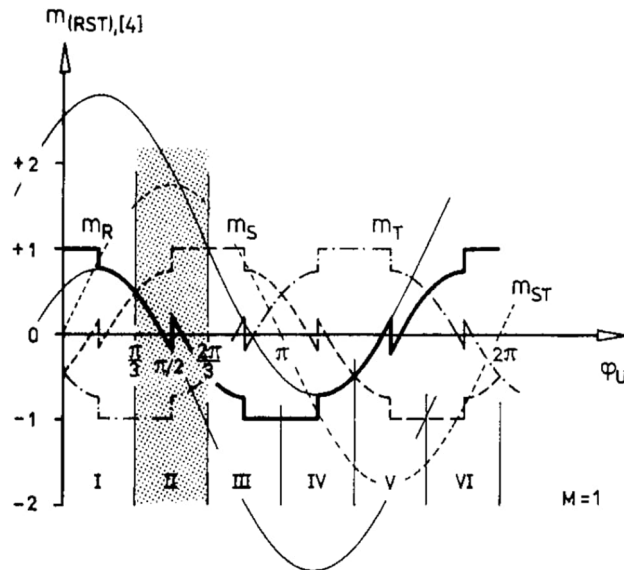
Pulssinleveysmodulaatio voidaan suorittaa sinikolmio-vertailulla, kuten kuva 2.8 esittää. Tällöin modulaattorin kytkimen sinimuotoista ohjaussignaalia $v_{control}$ verrataan kolmiopulssiin v_{tri} . Kun kolmiopulssi on suurempi kuin modulaattorin ohjaussignaali, niin lähtö kytketään negatiiviseen DC-potentiaaliin. Kun kolmiopulssi on pienempi kuin ohjaussignaali, niin lähtö kytketään positiiviseen DC-potentiaaliin. Kolmivaiheisessa pulssinleveysmodulaatiossa käytetään kolmea eri sinimuotoista ohjaussignaalia jokaiselle vaiheelle $v_{control,a}$, $v_{control,b}$ ja $v_{control,c}$ 120 asteen vaihesiirrolla toisiinsa. Tällöin kolmiopulssi määrittelee puolijohdekomponenttien kytkentätaajuuden f_{sw} , ja sinimuotoinen ohjaussignaali määrittelee lähtöjännitteen perusaallon amplitudin, taajuuden sekä vaiheen.



Kuva 2.8. Kolmivaiheisen PWM:n aaltomuodot (mukaillen Mohan ym. 2003)

Modulointitavat voidaan jakaa jatkuvaan ja epäjatkuvaan pulssinleveysmodulointiin. Jatkuvassa pulssinleveysmoduloinnissa ohjaussignaali on aina kolmiosignaalin huippuarvojen sisällä, minkä takia kolmiosignaalin jaksonaikana ohjaussignaali ja kolmiosignaali leikkaavat toisiaan aina, ja täten puolijohteet kytkeytyvät jatkuvasti kiinni ja auki. Epäjatkuvassa eli kaksivaihepulsinleveysmoduloinnissa vaiheen ohjaussignaali on ainakin yksi osa, joka kytketty positiiviseen tai negatiiviseen DC-potentiaaliin maksimissaan 120 asteen ajaksi. (Hava ym. 1999.)

Kuva 2.9 esittää 60 asteen vaihekiinnityksen epäjatkuvaa pulssinleveysmodulaation käyrää. Kiinnityksessä vaihe keskeyttää moduloinnin eikä kytkeytymistä tapahdu, jolloin ohjaussignaali on kytketty 60 asteen ajaksi positiiviseen tai negatiiviseen DC-potentiaaliin. Sopivasti ohjaussignaalit laskemalla, vaiheiden välinen jännite säilyy sinimuotoisena, vaikka ohjaussignaalit eivät olisikaan sinimuotoisia. Epäjatkuvassa moduloinnissa puolijohteen kytkeytymistä ei siis tapahdu tietyllä ajanjaksolla, minkä takia puolijohteiden kytkentähäviöt ovat erilaiset verrattuna jatkuvaan modulointiin (Hava ym. 1999).



Kuva 2.9. 60 asteen vaihekiinnityksen epäjatkuva pulssileveysmodulaatio (Kolar ym. 1991).

Modulointi-indeksi M määritellään ohjaussignaalin ja kolmiosignaalin huippuarvojen suhteena, $M = \frac{V_{control}}{V_{tri}}$. Kolarin ym. (1991) mukaan epäjatkuvalle pulssinleveysmoduloinnilla saadaan modulointi-indeksiksi lineaarisella modulointialueella:

$$M = \frac{2 \sqrt{2} U_s}{\sqrt{3} U_{dc,avg}} \quad M \in \left[0, \frac{2}{\sqrt{3}}\right] \quad (2.65)$$

jossa U_s on taajuusmuuttajan lähdön pääjännitteen tehollisarvo ja $U_{dc,avg}$ on tasajännitevälipiirin tasajännitteen keskiarvo. Kun modulointi-indeksi on alle tai yhtä kuin $\frac{2}{\sqrt{3}}$, niin lähtöjännite riippuu suoraan modulointi-indeksistä. Tätä aluetta kutsutaan lineaariseksi modulointialueeksi. Vertailuna sinimuotoisen jatkuvan pulssinleveysmoduloinnin eli kuvan 2.8 esittämän tavan modulointi-indeksi on lineaarisella modulointialueella maksimissaan yksi (Mohan ym. 2003).

Modulointi-indeksin arvoa voidaan kuitenkin kasvattaa vielä lineaarisen modulointialueen yli, jolloin saavutetaan ylimodulointialue. Ylimodulointialueella lähtöjännite ei kasva enää lineaarisesti verrattuna modulointi-indeksiin ja lähtöjännitesäro kasvaa. Tässä työssä pysytään lineaarisella modulointialueella. Ylimoduloinnista voi lukea lisää Mohanin ym. (2003) teoksesta. Sinikolmio-vertailun sijaan sekä jatkuva että epäjatkuva pulssinleveysmodulointi voidaan myös toteuttaa avaruusvektorimoduloinnilla, jota käsitellään tarkemmin Rashidin (2013) teoksessa.

2.2.5 Vaihtosuuntaaja

Tasajännitevälipiiri siis syöttää tasajännitettä vaihtosuuntaajalle, jonka tarkoitus on muuttaa tasajännite vaihtojännitteeksi. Tässä tapauksessa suuntaajan kuormana olevan induktiomoottorin ohjaus ohjaa jänniteohjeilla vaihtosuuntaajan modulaattoria eli ohjausohjelmaa (Kyyrä 2013). Näiden ohjeiden perusteella modulaattori muodostaa halutun taajuuden ja amplitudin lähtöjännitteen säätämällä vaihtosuuntaajan puolijohdekytkimien asentoja. Kyseinen vaihtosuuntaus toteutetaan tehoelektronikan puolijohdekomponenttien avulla. Näihin komponentteihin lukeutuu tehotransistorit. Tässä työssä paneudutaan eristyshilaiseen bipolaaritransistoriin (IGBT), koska niiden käyttö on tyypillistä tämän hetken teollisuustaajuusmuuttajissa. Tämän työn testattavan laitteen vaihtosuuntaussilta koostuu kuudesta IGBT:stä sekä niiden vastarinnankytketyistä nolladiodeista, kuten kuvassa 2.5, joiden tehtävänä on sallia virran kulkeminen molempiin suuntiin.

IGBT:llä on hyvä jännitteen ja virran sietokyky sekä suuri kytkentänopeus, minkä takia sen käyttö on ollut yleistä pienissä sekä suurissa laitteissa. IGBT:n kytkeytymistä voidaan ohjata täysin, minkä takia kytkimen sammumis- ja syttymishetkeä pystytään säätämään perusteellisesti hilaohjaimilla (Rashid 2011), joiden ohjausteho on pieni jänniteohjauksen takia (Kyyrä 2013).

Vaihtosuuntaajan häviöt syntyvät suurimmaksi osaksi puolijohteissa. Puolijohteen häviöt eli tässä tapauksessa IGBT:n ja nolladiodin häviöt voidaan jakaa yleisesti johtamis- ja kytkentätilan häviöihin (Kolar ym. 1991), kuten edellä mainitussa tasasuuntaajassakin. Kolar ym. vertasivat seitsemän eri pulssinleveysmodulaatiotavan johtavuustilan ja kytkentätilan häviöitä. Modulaatiotapa ei vaikuttanut oleellisesti johtamistilan häviöihin vaan ainoastaan kytkentätilan häviöihin. Seuraavaksi tutkitaan ensin johtamistilan häviöitä, jonka jälkeen siirrytään tarkastelemaan kytkentätilanhäviöitä.

Johtamistilan häviöt koostuvat jännitehäviöstä, kun puolijohteen läpi kulkee virtaa. IGBT antaa virran kulkea sen läpi, kun virta on positiivista. Kun virta muuttuu negatiiviseksi, se kulkeutuu nolladiodin kautta. Nolladiodi myös suojaa IGBT:tä virtapiikeiltä (Kyyrä 2013), jotka syntyvät virran äkillisestä katkaisemisesta. Johtamistilan jännitehäviö on tyypillisesti IGBT:llä muutamia voltteja ja nolladiodilla voltin luokkaa. Puolijohteiden kynnyksjännite ja johtavuustilan resistanssi ilmoitetaan yleensä tuotteen valmistajan datalehdessä tai ne voidaan linearisoida datalehden käyrästä, kuten luvussa 2.2.2 esitettiin.

Tämän työn IGBT:n häviölaskenta toteutettiin Kolarin ym. (1991) mukaan. Häviöiden laskentayhtälöissä oletetaan lähtövirran olevan täysin sinimäistä. Kolarin ym. mukaan transistorin (IGBT:n) tuottamat teholliset johtamistilan häviöt $P_{F,T}$ voidaan laskea:

$$P_{F,T} = \frac{\sqrt{2} I_s U_{F,T}}{2} \left[\frac{1}{\pi} + \frac{M}{4} \cos(\varphi) \right] + r_{F,T} I_s^2 \left[\frac{1}{4} + \frac{2M}{3\pi} \cos(\varphi) \right]$$

$$M \in \left[0, \frac{2}{\sqrt{3}} \right] \quad (2.66)$$

jossa I_s on taajuusmuuttajan lähtövirran tehollisarvo, $U_{F,T}$ on transistorin kynnyksjännite, $r_{F,T}$ on transistorin johtavuustilan resistanssi, M on modulointi-indeksi ja φ on virran ja jännitteen vaihekulma. Kolar ym. (1991) johtaa yhtälön myös nolladiodin johtamistilan häviöille $P_{F,D0}$:

$$P_{F,D0} = \frac{\sqrt{2} I_s U_{F,D0}}{2} \left[\frac{1}{\pi} - \frac{M}{4} \cos(\varphi) \right] + r_{F,D0} I_s^2 \left[\frac{1}{4} - \frac{2M}{3\pi} \cos(\varphi) \right]$$

$$M \in \left[0, \frac{2}{\sqrt{3}} \right] \quad (2.67)$$

jossa $U_{F,D0}$ on nolladiodin kynnyksjännite ja $r_{F,D0}$ on nolladiodin johtavuustilan resistanssi. Vaihtosuuntaajan tuottaman virran tehollisarvo I_s voidaan laskea välipiirin DC-virran keskiarvosta modulointi-indeksin ja lähtöpuolen tehokertoimen avulla (Kolar ym. 1991):

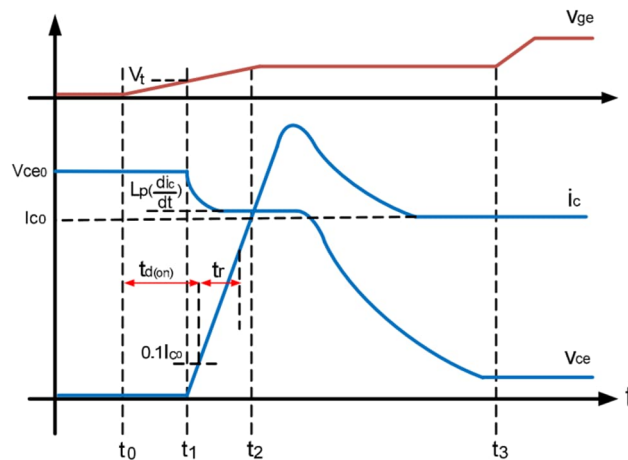
$$I_{dc,avg} = \frac{3\sqrt{2}}{4} I_S M \cos(\varphi) \quad (2.68)$$

Johtamistilan häviöt yhdelle transistorille ja diodille muodostuvat niiden johtamistilanhäviöiden summasta:

$$P_{vs,F} = P_{F,T} + P_{F,D0} \quad (2.69)$$

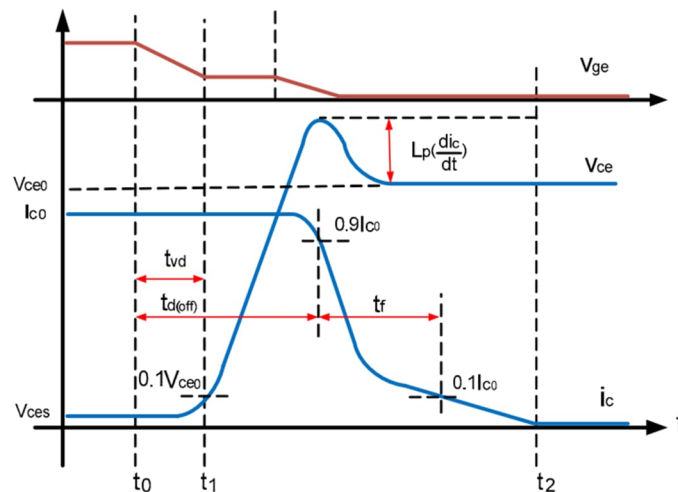
Vaihtosuuntaajan kytkentätilan häviöitä laskiessa täytyy huomioida IGBT:n ja diodin syttymis- ja katkaisuhetken häviöt. Seuraavaksi esitetään IGBT:n ja nolladiodin kytkentätilan tapahtumaketju.

IGBT:n syttymistilan käyttäytymistä kuvataan päällemenoajalla $t_{d(on)}$, virran nousuajalla t_r ja syttymisenergiällä E_{on} . Tätä tapahtumaa havainnollistaa alla oleva kuva 2.10. Ohjauspulssi kytkimen sytyttämiseksi aloitetaan ajan kohdassa t_0 . Tällöin IGBT:n hilakapasitanssin seurauksena hilajännite v_{ge} alkaa kasvamaan hitaasti. Päällemenoajan jälkeen hilajännite saavuttaa kynnyksijännitteen V_t , jolloin kytkin rupeaa johtamaan ja kollektorivirta i_c alkaa kulkea sen läpi kasvaen melkein lineaarisesti. Kollektorivirran nousuajan aikana IGBT:n kollektorin ja emitterin välinen jännite V_{ce} laskee hajainduktanssin L_p seurauksena. Kollektorivirran virtapiikki tapahtuu t_2 ja t_3 välisenä aikana, mikä syntyy nolladiodin takavirtapiikistä. Kun nolladiodin takavirtapiikki saavuttaa maksimiarvonsa, niin kollektorin ja emitterin välinen jännite alkaa jälleen tippumaan. (Alemi & Lee 2011.) Tällöin kytkentähäviöt voidaan laskea integroimalla virran ja jännitteen tuloa t_1 ja t_3 välisenä aikana, koska kytkimen yli on jännitettä sekä virtaa samanaikaisesti.



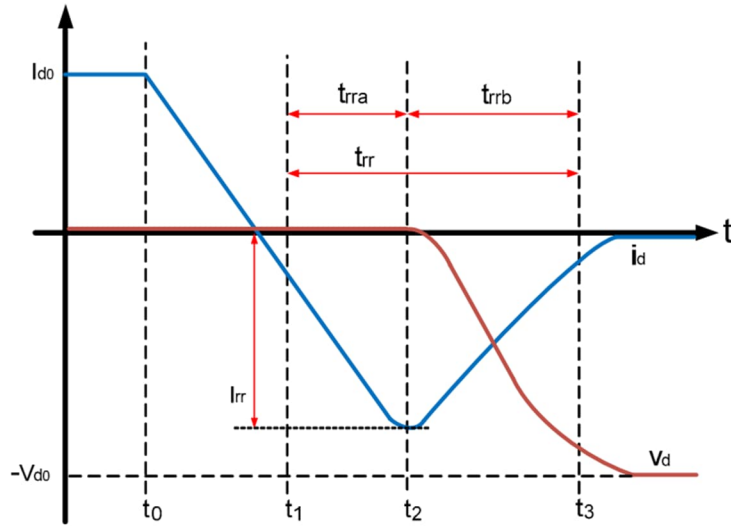
Kuva 2.10. IGBT:n syttymistilan käyttäytyminen (Alemi & Lee 2011).

IGBT:n katkaisuhetken käyttäytymistä kuvataan katkaisuaajalla $t_{d(off)}$, las-
kuajalla t_f ja katkaisuenergialla E_{off} , joita havainnollistetaan alla olevassa
kuvassa 2.11. Katkaisuhetken prosessi aloitetaan negatiivisella ohjauspuls-
silla hilalle ajasta t_0 eteenpäin. Tällöin IGBT:n hilakapasitanssin purkautu-
essa myös hilajännite V_{ge} alkaa tippumaan, mutta kollektorin ja emitterin vä-
linen jännite V_{ce} säilyy samana, kunnes hilajännite laskee kynnysjännitteen
tasolle ja IGBT siirtyy pois saturaatiosta. Tätä aikaa esitetään kuvassa ter-
millä t_{vd} . Kyseisen ajan jälkeen kollektorin ja emitterin välinen jännite alkaa
nousta, kunnes se saavuttaa estojännitteen V_{ce0} , jolloin vuorostaan nolla-
diodi alkaa johtamaan. Tällöin kollektorivirta i_c alkaa laskemaan nopeasti,
mikä synnyttää jännitepiikin kollektorin ja emitterin välille hajainduktanssin
seurauksena. (Alemi & Lee 2011.) Tällöin katkaisuhäviöt voidaan laskea in-
tegroimalla virran ja jännitteen tuloa t_1 ja t_2 välisenä aikana, koska kytkimen
yli on jännitettä sekä virtaa samanaikaisesti.



Kuva 2.11. IGBT:n katkaisuhetken käyttäytyminen (Alemi & Lee 2011).

Diodin katkaisuhetken käyttäytymistä havainnollistaa kuva 2.12. Kuvassa
havainnollistetaan diodin virran i_D ja jännitteen V_D käyttäytymistä katkaisu-
hetken eri vaiheissa. Kun diodi alkaa estämään virran kulkusuuntaa ajassa
 t_0 , diodin läpi menevä virta alkaa laskea. Koska diodi ei ole ideaalinen kytkin,
virta johtuu vielä hetken estosuuntaan ennen kuin se katkaisee virran kulun
täysin, mitä havainnollistaa t_1 ja t_3 välinen aika. Tätä kutsutaan takavirtapii-
kiksi, mistä nolladiodin katkaisuhetken häviöt pääosin koostuvat. Kytkin-
komponenttien valmistajat toimittavat yleensä mitatut käyrästöt kytkentä-
energioille datalehdissä, joita voidaan käyttää hyväksi häviölaskennassa.



Kuva 2.12. Diodin katkaisuhetken käyttäytyminen (Alemin & Lee 2011).

Edellä selitettyihin tapahtumiin on julkaistu monia häviölaskentamalleja, kuten Kolarin ym. (1991), Blaabjergin ym. (1995), Kimin ym. (2001) sekä Alemin & Leen (2011) tutkimuksissa. Kolarin ym. (1991) työssä on johdettu kytkentähäviöyhtälöitä eri modulaatiotavoille alkutekijöistä saakka. Näistä modulaatiotavoista työn neljäs modulaatiotapa, jota esittää kuva 2.9, muistuttaa tyypillisen teollisuustaaajuusmuuttajan kytkentäkuviota. Neljättä modulointitapaa käyttämällä kytkentähäviöt voidaan Kolarin ym. mukaan laskea IGBT:lle ja nolladiodille käyttäen yhtälöä (2.70), kun tiedetään lähtövirran ja lähtöjännitteen välinen vaihesiirtokulma:

$$\begin{aligned}
 P_{vs,sw} &= \frac{\sqrt{2} I_s (k_{1,T} + k_{1,D0}) f_{sw}}{\pi} \left[1 - \frac{1}{2} \cos(\varphi) \right] & \varphi \in \left[0, \frac{\pi}{3} \right] \\
 &= \frac{\sqrt{2} I_s (k_{1,T} + k_{1,D0}) f_{sw}}{\pi} \left[\frac{\sqrt{3} \sin(\varphi)}{2} \right] & \varphi \in \left[\frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{2} \right]
 \end{aligned} \tag{2.70}$$

joissa I_s on staattorivirta eli taajuusmuuttajan lähtövirta, $k_{1,T}$ on transistorin normalisoitu energiahäviökerroin, $k_{1,D0}$ on nolladiodin normalisoitu energiahäviökerroin, f_{sw} on IGBT:n kytkentätaajuus ja φ on lähtövirran ja lähtöjännitteen välinen vaihesiirtokulma. IGBT:n datalehdessä annetaan yleensä energiahäviöt tietyssä testipisteessä, minkä takia ne täytyy normalisoida ja linearisoida käytetylle toimintapisteelle. Normalisointi lasketaan seuraavasti:

$$k_1 = \frac{E_{k_1}}{U_{k_1} I_{k_1}} \cdot U_{dc,avg} = \frac{E_{on} + E_{off}}{U_{k_1} I_{k_1}} \cdot U_{dc,avg} \tag{2.71}$$

jossa k_1 on diodin tai IGBT:n energiahäviökerroin, $U_{dc,avg}$ tasajännitevälipiirin tasajännitteen keskiarvo sekä U_{k_1} , I_{k_1} ja E_{k_1} ovat jännite, virta ja energiahäviö datalehden toimintapisteessä.

Lopulta voidaan muodostaa vaihtosuuntaajan häviöille yhtälö summaamalla kuuden IGBT:n ja kuuden nolladiodin johtamishäviöt ja kytkentähäviöt, eli yhtälöt (2.69) ja (2.70), keskenään:

$$P_{vs} = 6 \cdot P_{vs,F} + 6 \cdot P_{vs,sw} \quad (2.72)$$

2.2.6 Apusähköjärjestelmät

Edellä mainitut taajuusmuuttajan komponentit kuuluvat taajuusmuuttajan päävirtapiiriin. Komponenttien ohjaamiseen käytetään ohjauselektronikkaa, joka yleensä käyttää erillistä tehonsyöttöä etenkin suuritehoisissa laitteissa. Tällöin laitetta voidaan ohjata ja parametrisoida, vaikka päävirtapiiri olisi auki syötöstä ja lähdöstä. Kyseistä erillistä tehonsyöttöä kutsutaan apusähkösyötöksi, joka kuljettaa tehoa apusähköpiirille. Vaihtoehtoisesti apusähkösyöttö voidaan muodostaa laitteen DC-välipiiristä, jolloin tasasähkökatkojalla madalletaan DC-jännite apusähköpiirille sopivaksi. Tällöin taajuusmuuttajan syötön täytyy olla kytketty, jotta apusähköpiirissä kulkisi tehoa.

Apusähköpiiriin on liitetty apusähköjärjestelmiä, kuten ohjauselektronikka ja jäähdytyspuhaltimet. Näiden apusähköjärjestelmien käyttämä teho muuttuu lämpöhäviöiksi, ja täten huonontaa taajuusmuuttajan energiatehokkuutta.

Ohjauselektronikkaan lukeutuu kaikki elektroniset komponentit, joita käytetään laitteen ohjaamiseen. Näihin lukeutuvat esimerkiksi komponenttien teholähteet, ohjauskortit, mikrokontrolleri, näytöt, virta- ja jännitemittaukset. Khademin (2016) tutkimuksen mukaan ohjauselektronikan tehohäviöt säilyvät melkein vakiona riippumatta taajuusmuuttajan päävirtapiirin lähtötehosta.

Jäähdytyspuhaltimia käytetään taajuusmuuttajissa kuljettamaan laitteen komponenteissa syntyviä lämpöhäviöitä laitteen koteloinnin ulkopuolelle ilmajäähdytteisissä laitteissa. Puhaltimet voivat aiheuttaa merkittäviä häviöitä. Yleisesti mitä suurempia puhaltimet ovat, mitä nopeammin ne pyörivät ja mitä enemmän niitä on, sitä enemmän ne kuluttavat tehoa. Tämän vuoksi puhaltimia voidaan ohjata usein myös ohjauselektronikan avulla. Tällöin puhaltimien pyörimisnopeus voidaan ohjelmoida seuraamaan sisäisiä lämpötila-antureita, jolloin lämpötilan noustessa puhaltimet pyörivät

nopeammin, tai niiden pyörimisnopeus voidaan sijoittaa päävirtapiiriin tehon käyttöön, jolloin suurilla tehon käytöillä puhaltimet pyörivät nopeammin. Tämä pienentää puhaltimien tuottamia häviötä etenkin, kun taajuusmuuttajan lähtöteho on pieni.

3 Häviölaskentamallin kehittäminen kentänheikennysalueella

Tässä luvussa kehitetään laskentamalli, jolla pystytään arvioimaan taajuusmuuttajan häviöitä ja täten energiatehokkuutta teollisuuskäyttöisen oikosulkumoottorin kentänheikennysalueella. Laskentamalli perustuu luvussa 2 läpikäytyihin yhtälöihin. Laskentamalli toteutettiin Microsoft Excel -taulukkolaskentaohjelmalla. Laskentamalliin syötettävänä parametreinä eli muuttujina ovat taajuusmuuttajan lähtöjännite eli staattorijännite u_s , moottorin kuorman momentti T ja moottorin pyörimisnopeus n . Laskennan toteuttamiseksi tarvitaan myös moottorin sekä taajuusmuuttajan komponenttien parametreja, jotka löytyvät niiden datalehdiltä tai ne voidaan vaihtoehtoisesti mitata. Nämä parametrit säilyvät vakioina käytettävissä yhtälöissä.

Laskentamallin toteuttamisen peruseriaatteena on selvittää taajuusmuuttajan läpikulkevat virrat. Virtojen avulla voidaan laskea taajuusmuuttajan komponenttien tehohäviöt, koska suurin osa luvun 2 komponenttien häviöyhtälöistä on riippuvaisia vain virrasta. Kun virta kulkee komponentin läpi, niin komponentin tehohäviö aiheuttaa jännitehäviön eli jännitteenalenneman. Kun kaikkien komponenttien tehohäviöt tiedetään, voidaan lopulta laskea myös verkkojännite. Jos staattorijännite on valittu liian matalaksi, niin tällöin myös laskettu verkkojännite on liian matala verrattuna todelliseen verkkojännitteeseen. Täten iteroimalla staattorijännitettä, eli tässä tapauksessa nostamalla staattorijännitettä, voidaan asettaa verkkojännite tiettyyn arvoon.

Laskenta aloitetaan moottorin puolelta, koska moottorin toimintapisteen ja staattorijännitteen avulla pystytään laskemaan moottorin staattorivirta ja syöttöteho eli taajuusmuuttajan lähtövirta ja lähtöteho. Näitä hyödyntämällä voidaan laskea jokaisen taajuusmuuttajan komponentin tehohäviö vuorolaan moottorilta verkkoon päin. Tällöin kunkin komponentin tehohäviö voidaan aina summata kumulatiivisesti tiedettyyn taajuusmuuttajan lähtötehoon, ja pystytään laskemaan jännite ennen ja jälkeen komponentin. Lopulta voidaan helposti laskea taajuusmuuttajan hyötysuhde η :

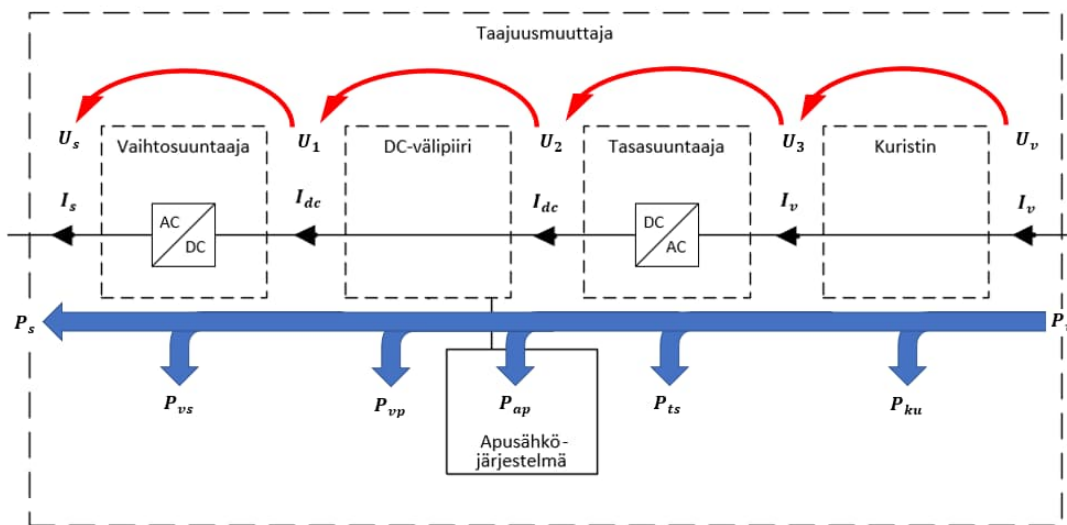
$$\eta = \frac{P_s}{P_v} = \frac{P_s}{P_s + (P_{vs} + P_{vp} + P_{ap} + P_{ts} + P_{ku})} \quad (3.1)$$

jossa P_s on staattorin sähköinen teho eli taajuusmuuttajan lähtöteho, P_v syöttöverkon teho eli taajuusmuuttajan syöttöteho, P_{vs} vaihtosuuntaajan tehohäviö, P_{vp} välipiirin tehohäviö, P_{ap} apusähköjärjestelmän tehohäviö, P_{ts}

tasasuuntaajan tehohäviö ja P_{ku} kuristimen tehohäviö. Kumulatiivinen tehon summaus esitetään tarkemmin luvussa 3.3. Seuraavaksi esitetään, miten taajuusmuuttajan sisäiset virrat lasketaan.

3.1 Taajuusmuuttajan virrat

Laskentamallin toteuttamiseksi taajuusmuuttajan komponenttien läpi kulkevat virrat täytyy laskea moottorilta syöttöverkkoon. Kuvassa 3.1 on esitetty laskettavat taajuusmuuttajan komponenttien väliset virrat eli staattorivirta I_s , välipiirin DC-virta I_{dc} ja syöttöverkon virta I_v .



Kuva 3.1. Taajuusmuuttajan komponenttien häviöt sekä niiden väliset virrat ja jännitteet.

Induktiomoottorin staattorivirta ja sen komponentit pystytään laskemaan yhtälöillä (2.37), (2.40) ja (2.41), joita kutsutaan tästä eteenpäin staattorivirran yhtälöiksi. Yhtälöillä voidaan ratkaista staattorivirran tehollisarvo, pätevirta ja loisvirta, joiden avulla voidaan taas ratkaista toimintapisteen tehoeroin ja tehokulma.

Syötettäväksi parametriksi valittiin moottorin vääntömomentin ja pyörimisnopeuden lisäksi myös staattorijännite, koska luvun 2 mukaan staattorijännite vaikuttaa pyörimisnopeuteen, jolla kentänheikennys alkaa. Staattorijännite kasvaa vakiovoalueella lineaarisesti pyörimisnopeuden funktiona maksimiarvoonsa, jonka jälkeen staattorijännite säilyy vakiona ja kentänheikennysalue alkaa. Tämä tarkoittaa, että jos maksimistaattorijännite on moottorin nimellisjännitettä matalampi, niin kentänheikennys alkaa jo nimellispyörimisnopeutta matalammalla nopeudella. Tällöin staattorivirran yhtälöiden käyttämiseksi moottorille lasketaan uusi redusoitu nimellispyörimisnopeuden arvo $n_{N,red} = \frac{u_s}{u_N} n_N$.

Staattorijännite vaikuttaa yhtälöissä nimellisnopeuden muuttumisen seurauksena myös nimellispisteen maksimimomenttiin yhtälön (2.39) mukaisesti. Yhtälön pyörimisnopeudet voidaan korvata jännitteillä niiden lineaarisuuden vuoksi, jolloin voidaan laskea uusi staattorivirran yhtälöissä käytettävä redusoitu nimellismaksimimomentin arvo $T_{bN,red} = \left(\frac{u_{sN}}{u_s}\right)^2 T_{bN}$. Nimellispyörimisnopeuden ja nimellismaksimimomentin redusoinnin seurauksena staattorivirran yhtälöitä voidaan käyttää, vaikka staattorin nimellisjännitettä ei saavutettaisi.

Vaihtosuuntaajan syöttövirta eli DC-virran keskiarvo saadaan laskettua staattorivirran avulla yhtälöllä (2.59). Vaihtosuuntaaja aiheuttaa välipiiriin kytkentätaajuuden harmonisia yliaalloja. Yliaallot luovat välipiiriin AC-komponentin, jonka välipiirin kondensaattorit poistavat. Tällöin kondensaattorien virtakuormana on vain vaihtosuuntaajan tuottama AC-virtakomponentti. Vaihtosuuntaajan aiheuttama AC-virtakomponentti voidaan laskea yhtälöllä (2.61).

Välipiirissä DC-virran keskiarvo on sama vaihtosuuntaajan ja tasasuuntaajan puolilla. Tasasuuntaaja aiheuttaa välipiiriin AC-komponentin vaihtosuuntaajan tavoin, mutta sen omalla kytkentätaajuudella eli kuusinkertaisella syöttöverkon taajuudella. Taulukon 2 muunnoskertoimien avulla voidaan laskea tasasuuntaajan virrat, kun syöttöverkon tehokerroin tiedetään.

Syöttöpuolen tehokerroin oletetaan tässä työssä vakioksi, koska sen määrittäminen on monimutkaista (Mohan ym. 2003, luku 5–6–4). Tehokerroin lähestyy erittäin suurella kuormalla ideaalista tilannetta, jossa tehokerroin on noin 95 %. Mitä pienempi tehokerroin on, sitä suurempia ovat virran tehollisarvot taulukossa 2, mikä siis suurentaa kuristimen ja välipiiriin kondensaattorien tuottamia häviöitä. Mohanin ym. (2003, s. 110) teoksen kuva 5–37 esittää syöttöverkon tehokertoimen muuttumista diodisillan lähtövirran funktiona. Kyseinen kuva esittää syöttöverkon tehokertoimen olevan pienillä kuormilla noin 76 %, mutta nousee nopeasti kuorman kasvaessa noin 90 %:iin. Tehokerroin valittiin tässä työssä säilymään vakiona 87 %:ssa, mikä aliarvoistaa kuristimen ja kondensaattoreiden häviöitä pienellä lähtöteholla, mutta yliarvoistaa niiden häviöitä vähän suurilla kuormilla.

3.2 Komponenttien häviöiden arvioiminen

Edellisessä alaluvussa kerrottiin, miten voidaan laskea taajuusmuuttajan komponenttien virrat. Virtojen määrittämisen lisäksi täytyy määrittää tarvittavat parametrit häviölaskennan kohteena oleville komponenteille. Häviölaskentaan tarvittavat komponenttien parametrit ovat listattu taulukkoon 3.

Arvot säilyvät vakiona laskennassa, ja ne täytyy etsiä valmistajan datalehdiltä joko suoraan tai interpoloimalla. Interpolointi esitettiin yhtälöiden (2.49) ja (2.50) yhteydessä.

Vaihtosuuntaajan IGBT:n eli transistorin ja nolladiodin energiahäviöt on yleensä annettu tietyssä testipisteessä datalehdellä. Tällöin energiahäviöiden oletetaan riippuvan lineaarisesti DC-jännitteestä ja lähtövirrasta, minkä takia ne täytyy linearisoida yhtälön (2.71) mukaisesti. Koska todellista DC-jännitettä ei tässä kohtaa vielä tiedetä, niin se oletetaan vakioksi energiahäviökertoimen laskemiseksi yhtälöllä (2.46). Yhtälöllä (2.46) pystytään laskemaan suurin mahdollinen DC-jännite välipiirissä, kun syöttöverkon jännitteen suuruus voidaan arvioida. Täten energiahäviökertoimen approksimointi suoritetaan suurimmalla jännitteellä, jolloin energiahäviökerroin on suurin. Energiahäviökerroin riippuu kuitenkin yhä staattorivirrasta, minkä takia approksimointi nostaa häviöitä vain vähän.

Taulukko 3. Häviölaskentaan tarvittavat komponenttien parametrit.

Kenttä	Nimitys	Symboli	Yhtälö
Moottori	Moottorin nimellinopeus	n_N [rpm]	-
	Maksimimomenttikerroin	T_b/T_n	-
	Moottorin nimellisjännite	u_{sN} [V]	-
	Moottorin nimellisvirta	i_{sN} [A]	-
	Moottorin nimellisteho	P_{rN} [W]	-
	Moottorin tehokerroin	$\cos(\varphi_{sN})$	-
	Moottorin nimellismomentti	T_n [Nm]	Yhtälö (2.3)
Vaihtosuuntaaja	Transistorin resistanssi	$r_{F,T}$ [Ω]	Yhtälö (2.49)
	Transistorin kynnysjännite	$U_{F,T}$ [V]	Yhtälö (2.50)
	Nolladiodin resistanssi	$r_{F,D0}$ [Ω]	Yhtälö (2.49)
	Nolladiodin kynnysjännite	$U_{F,D0}$ [V]	Yhtälö (2.50)
	Transistorin energiahäviökerroin	$k_{1,T}$ [Ws/A]	Yhtälö (2.71) & (2.46)
	Nolladiodin energiahäviökerroin	$k_{1,D0}$ [Ws/A]	Yhtälö (2.71) & (2.46)
Välipiiri	Kondensaattorin ekvivalentti sarjaresistanssi (tasasuuntaaja, 300Hz)	$R_{ESR,2}$ [Ω]	-
	Kondensaattorin ekvivalentti sarjaresistanssi (vaihtosuuntaaja, f_{sw})	$R_{ESR,1}$ [Ω]	-
	Tasausvastuksen resistanssi	R_{tp} [Ω]	-
Tasasuuntaaja	Diodin resistanssi	$r_{F,D}$ [Ω]	Yhtälö (2.49)
	Diodin kynnysjännite	$U_{F,D}$ [V]	Yhtälö (2.50)
	Takavirtapiikin maksimiarvo	I_{RR} [A]	-
	Takavirtapiikin laskuaika	t_{rrb} [s]	Yhtälö (2.54)
Kuristin	DC-resistanssi (per vaihe)	R_{DC} [Ω]	-
	Rautahäviöt	P_{Fe} [W]	-

Taulukossa 4 on esitetty yhteenveto taajuusmuuttajan komponenttien häviöyhtälöistä, jotka esitettiin luvussa 2. Taulukossa on esitetty, mistä suureesta komponentin tehohäviö riippuu. Kaikki muut tehohäviöt voidaan arvioida virtojen avulla paitsi IGBT:n kytkentähäviöt ja tasausvastusten resistiiviset häviöt, jotka riippuvat DC-jännitteen keskiarvosta. Laskentamallissa tasausvastusten yli oleva jännite arvioidaan välipiirin keskiarvoisen virran ja välipiirin lähtötehon avulla. Tällöin ei huomioida välipiirin jännitealenemaa tasausvastusten häviöissä. Kyseinen tapa antaa kuitenkin hyvän approksimaation tasausvastusten yli olevasta jännitteestä, koska välipiirin jännitealenema on pieni riippuen vastusten ja kondensaattorien parametreista.

Taulukko 4. Yhteenveto taajuusmuuttajan komponenttien häviöyhtälöistä.

Kenttä	Nimitys	Symboli	Yhtälö	Riippuvuus
Vaihtosuuntaaja	Transistorin johtamistilan häviöt	$P_{F,T}$	(2.66)	I_S
	Nolladiodin johtamistilan häviöt	$P_{F,D0}$	(2.67)	I_S
	Vaihtosuuntaajan johtamistilan häviöt	$P_{vs,F}$	(2.69)	I_S
	Transistorin ja nolladiodin kytkentähäviöt	$P_{vs,sw}$	(2.71)	$I_S, U_{dc,avg}$
	Vaihtosuuntaajan kokonaishäviöt	P_{vs}	(2.72)	$P_{vs,F}, P_{vs,sw}$
Välipiiri	Kondensaattorin resistiiviset häviöt	P_C	(2.62)	$I_{dc,rms1}, I_{dc,rms2}$
	Tasausvastusten resistiiviset häviöt	P_{res}	(2.63)	$U_{dc,avg}$
	Välipiirin kokonaishäviöt	P_{vp}	(2.64)	P_C, P_{res}
Tasasuuntaaja	Diodin johtamistilan häviöt	$P_{F,D}$	(2.48)	I_{rms}, I_{ka}
	Diodin kytkentähäviöt	$P_{sw,D}$	(2.51)	U_v
	Tasasuuntaussillan kokonaishäviöt	P_{ts}	(2.56)	$P_{F,D}, P_{sw,D}$
Kuristin	Kuristimen johdin häviöt	P_{Cu}	(2.42)	I_v
	Kuristimen rautahäviöt	P_{Fe}	(2.43)	(Vakio)
	Kuristimen kokonaishäviöt	P_{ku}	(2.44)	P_{Cu}, P_{Fe}
Apusähköjärjestelmä	Apusähköjärjestelmän tehohäviöt	P_{ap}	-	(Vakio)

Kuristimen rautahäviöt ja apusähköjärjestelmän häviöt arvioidaan vakioiksi työn laskentamallin selkeyttämiseksi. Kuristimen rautahäviöille käytetään valmistajan datalehdessä ilmoittamaa arvoa, ja sen oletetaan säilyvän vakiona riippumatta toimintapisteestä. Apusähköjärjestelmän tehohäviöt lisätään joko välipiirin kokonaishäviöihin, jos apusähköjärjestelmä ottaa tehonsa välipiiristä, tai taajuusmuuttajan kokonaishäviöihin, jos kyseessä on ulkoinen apusähköjärjestelmän syöttö. Apusähköjärjestelmien tehohäviöt muodostuvat puhaltimissa ja ohjauslaitteista. Jos puhaltimet ohjataan pyörimään täydellä teholla, niin apusähköjärjestelmän tehohäviöt voidaan pitää laskennassa vakiona.

3.3 Kumulatiivinen tehojen summaus

Luvun alussa esitettiin kumulatiivisen tehojen summauksen pääperiaate ja lopputulos. Seuraavaksi esitetään tarkemmin laskentaprosessi. Edellisissä alaluvuissa on esitetty taajuusmuuttajan komponenttien häviöiden laskenta virtojen ja muutaman oletuksen avulla. Näitä hyödyntämällä pystytään laskemaan syöttöverkon teho eli taajuusmuuttajan syöttöteho.

Taulukossa 5 on esitetty taajuusmuuttajan sisäisten tehojen ja jännitteiden laskentatapa. Laskenta aloitetaan moottorin puolelta. Kun tiedetään moottorin toimintapiste ja staattorijännite, niin voidaan ratkaista staattorin sähköteho eli vaihtosuuntaajan (VS) lähtöteho. VS:n häviöiden avulla voidaan ratkaista välipiirin (VP) lähtöteho. Samalla tavalla pystytään laskemaan taaasuuntaajan (TS) lähtöteho, kuristimen (KU) lähtöteho ja lopulta myös taajuusmuuttajan (TAMU) syöttöteho eli syöttöverkon teho. Sisäisten tehojen ja virtojen avulla voidaan ratkaista myös kunkin komponentin syöttö- ja lähtöjännitteet, jotka on myös esitetty kuvassa 3.1.

Taulukko 5. Taajuusmuuttajan sisäiset tehot ja jännitteet.

Nimitys			Kumulatiivinen summa
Staattorin syöttöteho	VS:n lähtöteho	P_s	$\sqrt{3}I_s U_s \cos(\varphi)$
VS:n syöttöteho	VP:n lähtöteho	P_1	$P_s + P_{vs}$
VP:n syöttöteho	TS:n lähtöteho	P_2	$P_1 + P_{vp} + P_{ap}$
TS:n syöttöteho	KU:n lähtöteho	P_3	$P_2 + P_{ts}$
KU:n syöttöteho	TAMU:n syöttöteho	P_v	$P_3 + P_{ku}$
Nimitys			Yhtälö
Staattorijännite	VS:n lähtöjännite	U_s	(Arvioitu)
VS:n syöttöjännite	VP:n lähtöjännite	U_1	$P_1/(\sqrt{3}I_s \cos(\varphi))$
VP:n syöttöjännite	TS:n lähtöjännite	U_2	$P_2/I_{dc,avg}$
TS:n syöttöjännite	KU:n lähtöjännite	U_3	$P_3/(\sqrt{3}I_{v1} \cos(\varphi))$
KU:n syöttöjännite	Verkojännite	U_v	$P_v/(\sqrt{3}I_{v1} \cos(\varphi))$

Laskentamallin avulla voidaan laskea taajuusmuuttajan hyötysuhde yhtälön (3.1) avulla. Laskentamalli myös mahdollistaa kunkin komponentin hyötysuhteen tarkastelun ja kunkin komponentin vaikutuksen taajuusmuuttajan hyötysuhteeseen. Tämä tarkoittaa, että taajuusmuuttajan energiatehokkuutta voidaan tarkastella eri valmistajien komponenteilla ilman erillisiä mittauksia. Tällöin voidaan esimerkiksi verrata eri valmistajien IGBT-modulien vaikutusta taajuusmuuttajan energiatehokkuuteen.

4 Kokeellinen hyötysuhdemittaus

Tässä luvussa esitetään työssä tehty kokeellinen hyötysuhdemittaus ja sen mittausepävarmuuden määrittäminen. Luvussa esitetään ensin testattava taajuusmuuttaja ja mittausjärjestely, jonka jälkeen esitetään kokeelliset mitauspisteet laitteelle. Lopulta esitetään mittausepävarmuus osana mittauksia ja mittausepävarmuuden määrittäminen.

4.1 Mittausjärjestely

Kokeellisessa hyötysuhdemittauksessa testattiin erästä 355 kW:n taajuusmuuttajaa. Testit tehtiin ABB:n testauslaboratoriossa Helsingissä. Testattava taajuusmuuttaja (EUT) sijoitettiin syöttämään moottoria kuvan 4.1 esittämällä tavalla. Testissä käytettiin moottoriletkaa, joka koostui kahdesta samanlaisesta moottorista. Moottoreiden tyyppikilpiarvot löytyvät taulukosta 6. Moottoriletkalla tarkoitetaan, että moottoreiden akselit ovat kiinnitetty toisiinsa ja täten pyörivät samalla nopeudella. Tällöin verkkoon jarruttavan kuormakoneen avulla pystyttiin säätämään vääntömomenttia, ja EUT:n avulla pystyttiin säätämään kierrosnopeutta. Testijärjestely mahdollisti tehon kierrättämisen kuormakoneen kautta takaisin verkkoon, minkä seurauksena pelkästään järjestelmän häviöt aiheuttivat tehonkulutusta.

Taulukko 6. Testimoottorin tyyppikilpiarvoja.

M2BA 355 SMA 4 B3 E						
Cat No. 3GBX 3522 10-AXA						
V	Hz	kW	r/min	A	cos φ	Tb/Tn
690 Y	50	315	1490	315	0,87	2.085
400 D	50	315	1490	545	0,87	2.085

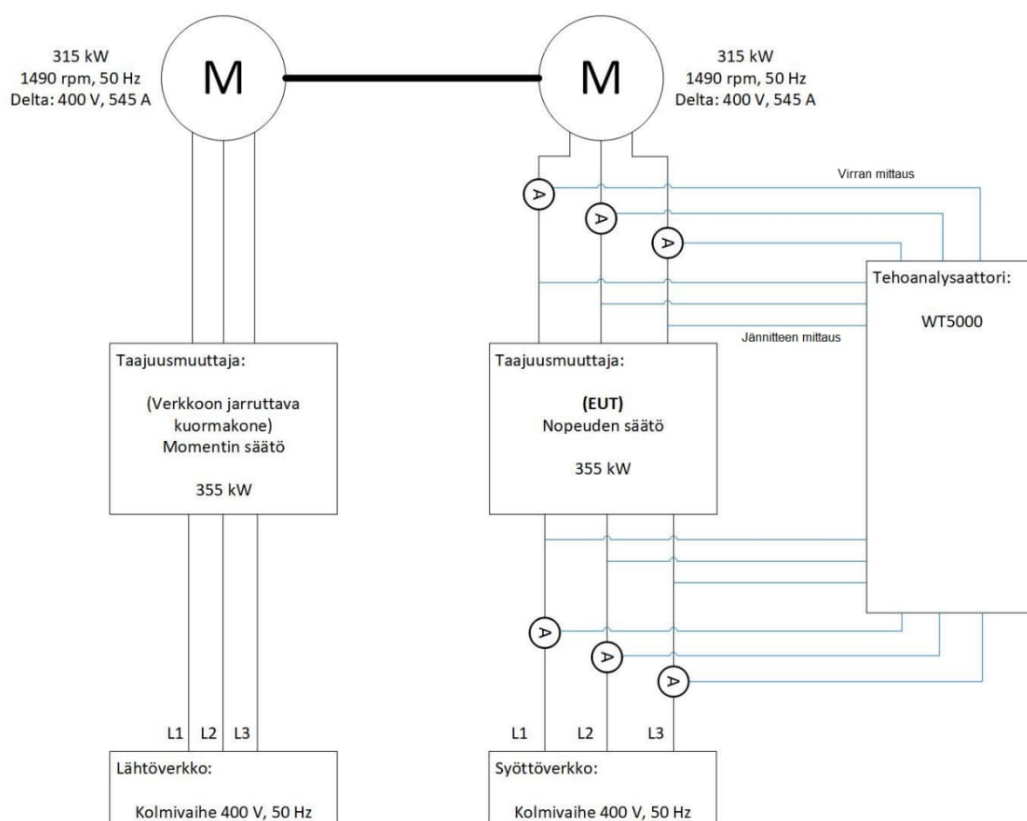
Taajuusmuuttajan kokeellinen hyötysuhdemittaus tehtiin sähköisesti. Sähköisessä hyötysuhdemittauksessa testattavan laitteen syöttöteho ja lähtöteho mitataan, jolloin lähtötehon ja syöttötehon suhteesta saadaan laitteen hyötysuhde η :

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (4.1)$$

jossa P_{in} on laitteen sähköinen syöttöteho ja P_{out} on laitteen sähköinen lähtöteho. Syöttötehon ja lähtötehon erotuksesta saadaan täten laitteen muodostamat sähköiset häviöt.

Sähköisen tehon laskentaan käytettiin Yokogawa WT5000 -tehoanalysaattoria, joka oli varustettu seitsemällä 5 A:n mittauselementillä (Yokogawa 760902 5A High Accuracy Element). Jokaisella elementillä pystytään mittaamaan yhden vaiheen jännite ja virta. Seitsenelementtisen tehoanalysaattorin etuna on se, että tarvitaan vain yksi tehoanalysaattori, jolla voidaan mitata jokaisen tulo- ja lähtövaiheen ominaisuuksia, minkä takia sitä käytetään usein hyötysuhdemittauksissa.

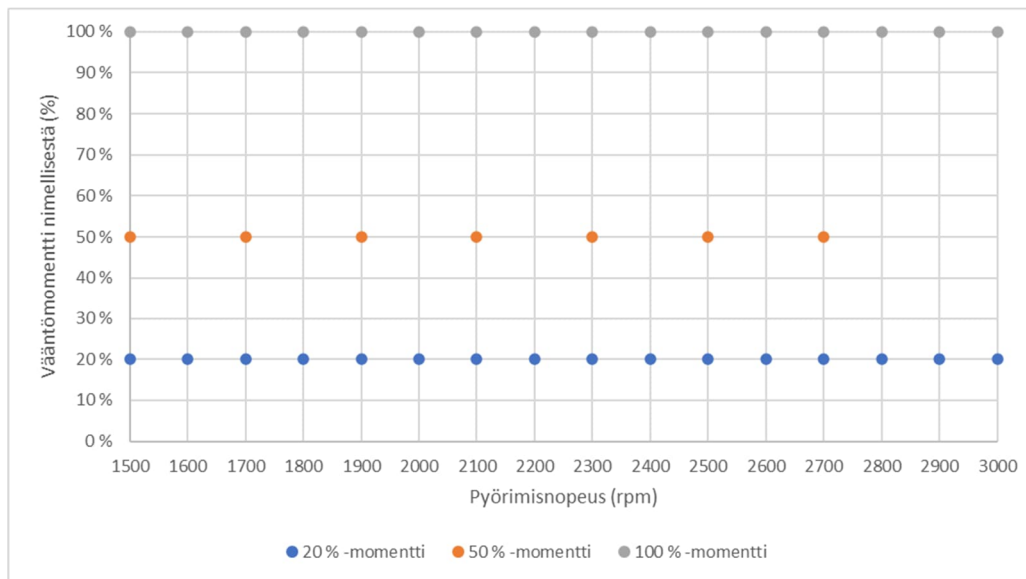
Tehoanalysaattori tarvitsee jännite- ja virtamittauksen, jotta se pystyy laskemaan sähköisen tehon. Jännitemittaus suoritettiin jokaisesta vaiheesta tehoanalysaattorin kunkin elementin suoralla mittauksella. Virranmittaukseen käytettiin jokaiselle tulo- ja lähtövaiheelle erillistä Hitec CURACC 1.0 -nollavuovirtamuunninta (*engl. Zero-flux current transformer*), joiden lähdöt kytkettiin tehoanalysaattorin virranmittauselementteihin. Mittauskytkentää havainnollistetaan kuvassa 4.1.



Kuva 4.1. Testijärjestelmän kytkentä.

4.2 Mittauksen toimintapisteet

Mittaukset suoritettiin moottorin nimellisyörimisnopeuden yläpuolella. Toimintapisteet eli ajopisteet taajuusmuuttajalle määräytyivät moottorin momentin ja pyörimisnopeuden mukaan. Moottorin momentin tavoitearvoiksi valittiin 20, 50 ja 100 %:a nimellismomentista, jolloin tarkoitus oli pitää momentin asetusarvo vakiona ja nostaa pyörimisnopeutta asteittain suuremmaksi nimellisyörimisnopeudesta kuvan 4.2 esittämällä tavalla.



Kuva 4.2. Kokeellisen mittauksen mitattavat toimintapisteet.

Luvussa 2 esiteltiin induktiomoottorin kentänheikennysaluetta tarkemmin. Kentänheikennysalueella moottori pystyy vielä toimimaan vakioteholla pyörimisnopeuden kasvaessa nimellisyörimisnopeuden yli, minkä seurauksena maksimimomentti alkaa pienentymään suurilla kierrosluvuilla. Mittauspisteissä, joissa vääntömomentin arvo pyrittiin säilyttämään 20 ja 50 %:ssa, oletettiin, että teho ei vielä säily vakiona, vaan kasvaa maksimilähtötehoon saakka melkein lineaarisesti. Täyden momentin pisteissä eli 100 %:n momentin pisteissä oletettiin, että momentti alkaa pienentymään kuvan 2.1 esittämällä tavalla.

Taajuusmuuttajan lähtövirtaa rajoitettiin parametrisoimalla 500 A:iin moottorin nimellisestä 545 A:sta turvallisuussyistä, koska moottoriletkaa ei ollut ennen ajettu näin suurilla pyörimisnopeuksilla. Tällöin lähtötehoa siis rajoitettiin noin 91,7 %:iin moottorin nimellistehosta.

Taajuusmuuttajan vaihtosuuntaajan ylimodulointi estettiin parametrisoimalla taajuusmuuttajan jännitereserviä pienemmäksi. Jännitereservin pienentäminen 1 %:lla pienentää vaihtosuuntaajan modulointi-indeksiä 99

%:iin maksimiarvosta ja täten myös yhtälön (2.63) mukaan lähtöjännitettä. Tämä pienentää taajuusmuuttajan lähtötehoa, mutta varmistaa ettei ylimo-
dulointia tapahdu. Jännitereservin vaikutuksesta voi lukea enemmän Sarénin (2001) diplomityöstä.

4.3 Mittausepävarmuus

Mittalaitteiden mittaamiin tuloksiin liittyy aina epävarmuutta. On selvää, että mikään mittalaite ei pysty tuottamaan absoluuttisen oikeita tuloksia, minkä takia usein puhutaan mittauksen virheestä ja mittausepävarmuudesta. Useat tekijät vaikuttavat mittauksien aikana saatuihin mittaustuloksiin, kuten mittaajan kokemus, ympäristö, mittalaitteet, mittaustapa ja mit-
tausolosuhteet. Näitä tekijöitä pyritään ottamaan huomioon mahdollisimman laajasti tulosten tulkinnassa, mutta kaikkia tekijöitä ei voi ottaa huomioon, koska niitä voi olla jopa mahdotonta tunnistaa. Yleisesti ottaen epävarmuustekijät jaetaan A- ja B-tyyppin epävarmuuksiksi. A-tyyppin epävarmuudet ovat tilastollisia (esim. tuloksen keskihajonta) ja B-tyyppin epävarmuudet ovat muita epävarmuustekijöitä (esim. mittaussjärjestelmän ominaisuudet).

Taajuusmuuttajaa ajettiin moottorin nimellispisteessä parin tunnin ajan ennen mittauksien suorittamista, jotta taajuusmuuttajan sisäiset lämpötilat tasaantuivat. Komponenttien lämpötilojen tasaantuminen vähentää A-tyyppin epävarmuutta, koska esimerkiksi resistanssi on lämpötilasta riippuva ja sen muuttuminen kesken mittauksen johtaa mittaustuloksen muutokseen ajan funktiona. Tämän lisäksi taajuusmuuttajaa pidettiin jokaisessa toimintapisteessä 15 minuuttia. 15 minuutin jälkeen mitattavia arvoja tallennettiin tehoanalyysointilailla 500 ms:n välein yhteensä 32 arvoa, joista tehoanalyysointila laski keskiarvon mittaustulokseksi. Suuren keskiarvoituksen myötä keskihajonta jäi pieneksi, joten A-tyyppin epävarmuuden osuus kokonaisepävarmuudesta jäi pieneksi ja se jätettiin huomioimatta.

Sähkötehon mittauksen epävarmuus perustuu käytettävien mittalaitteiden kykyyn määrittää jännite ja virta vaihe-eroineen. Mittalaittevalmistajat yleensä esittävät datalehdillä mittalaitteille mittaustarkkuuden, jonka puitteissa laitteen oletetaan toimivan. Laitteiden suorituskyky tarkastetaan säännöllisillä kalibroinneilla, joista saadaan myös mittauksille jäljitettävyyttä SI-järjestelmään (BIPM 2019). Tässä työssä käytettiin kalibroituja mittalaitteita ja sähkötehon epävarmuus laskettiin JCGM:n (2008) ohjeistamalla tavalla hyödyntäen mittalaittevalmistajien määrittämiä mittaustarkkuuksia B-tyyppin epävarmuuksiksi.

Mittaustarkkuus kertoo mittalaitteen näyttämän arvon epävarmuuden. Tämä tarkoittaa mitattavan todellisen arvon olevan mitatun arvon epävarmuusalueen rajoissa tai ainakin todella lähellä sitä. Mittaustarkkuus

esitetään yleensä muodossa \pm (lukeman epävarmuus [%] + mittausalueen epävarmuus [%]). Työssä käytettyjen mittalaitteiden mittaustarkkuudet ovat esitetty taulukossa 7. Mittausepävarmuuden arvo saadaan, kun mittalaitteen näyttämä lukema kerrotaan lukeman epävarmuuskertoimella ja siihen lisätään mittausalueen arvo kerrottuna mittausalueen epävarmuuskertoimella.

Taulukko 7. Mittalaitteiden mittaustarkkuudet (Yokogawa 2009; Yokogawa 2018).

Mittalaite	Mittaussuure	Mittaustarkkuus (lukema + mittausalue)
Yokogawa WT5000 – 5A elementti	Jännite (V)	\pm (0,03 % + 0,04 %)
Yokogawa WT5000 – 5A elementti	Virta (A)	\pm (0,03 % + 0,04 %)
Hitec CURACC 1.0	Virta (A)	\pm (0,01 % + 0,002 %)

Lukeman epävarmuus riippuu mitatun arvon suuruudesta. Mitä suurempi mitattu arvo on, sitä suurempi on lukeman absoluuttinen epävarmuus. Mittausalueen epävarmuus säilyy mittauksien aikana vakiona jännitteelle ja virralle, koska mittausalueet pidettiin vakioina. Jännitteen ja virran mittausalueet valittiin optimaaliseksi signaalin suuruuteen nähden. WT5000-tehoanalyysointilaitteen suoran jännitemittauksen alueena käytettiin 600 V:a. Nollavirtamuuntimien mittausalue on 1000 A:a ja muuntosuhde on 1000/1. Tehoanalyysointilaitteen virranmittausmittausalue valittiin 500 mA:in asti, eli alueella voidaan mitata 500 A:in saakka. Tällöin laskuissa käytettävä virranmittausalue on muuntosuhteella skaalattuna 500 A:a tehoanalyysointilaitteen elementille ja 1000A:a nollavirtamuuntimelle.

B-tyypin standardiepävarmuus $u(x_i)$ voidaan laskea mittalaitteen valmistajan laatimien mittaustarkkuuksien avulla. Valmistaja ei ole kuitenkaan esittänyt mittaustarkkuuksille luottamustasoa, eli millä todennäköisyydellä mittaustulokset ovat tarkkuuksien puitteissa. Jotta epävarmuuslaskenta ei ole liian optimistinen, oletetaan että valmistajan mittaustarkkuudet on annettu käyttäen $k = 1$ arvoa, joka normaalijakautuneelle funktiolle kuvaa 68 % luottamustasoa. (JCGM 2008.)

Yhden vaiheen jännitemittausepävarmuus saadaan suoraan tehoanalyysointilaitteen jännitemittaustarkkuuden avulla, kun tiedetään mittaustulos. Yhden vaihevirran mittausepävarmuuden määrittämiseksi täytyy käyttää yhdistettyä epävarmuutta (*engl. combined uncertainty*), koska nollavirtamuuntimen ja tehoanalyysointilaitteen virranmittausepävarmuudet täytyy yhdistää. Yhdistetty epävarmuus voidaan muodostaa epävarmuuksien neliösumman neliöjuurella. Samaa neliösumman neliöjuuri -sääntöä voidaan soveltaa vaihekohtaisen tehon määrittämiseen ja lopulta kolmivaiheisen tehon epävarmuuksien yhdistämiseen. (JCGM 2008.)

Sähkötehon epävarmuus riippuu virran ja jännitteen tehollisarvojen sekä vaihe-erojen epävarmuuksista. Tällöin virran ja jännitteen epävarmuus jaetaan niiden mitatuilla arvoilla, jolloin saadaan suhteelliset epävarmuudet mittauksille (JCGM 2008). Täten tehon epävarmuus saadaan neliösumman neliöjuuri -menetelmällä suhteellisista epävarmuuksista:

$$\frac{u(P_i)}{P_i} = \sqrt{\left(\frac{u(u_i)}{u_i}\right)^2 + \left(\frac{u(i_i)}{i_i}\right)^2 + (\tan(\varphi_i) \cdot u(\varphi_i))^2} \quad (4.4)$$

jossa $u(P_i)$, $u(u_i)$, $u(i_i)$ ja $u(\varphi_i)$ ovat tehon, jännitteen, virran ja tehokulman yhdistetyt epävarmuudet sekä P_i , u_i , i_i ja φ_i ovat tehon, jännitteen, virran ja tehokulman mittaustulokset. Koska mittauksissa käytetty tehokerroin on suhteellisen suuri, niin mittalaitteiden vaihevirheiden mittausedpävarmuuden katsotaan olevan mitättömän pieni suhteessa virran ja jännitteen suuruuteen liittyvään epävarmuuteen. Tämän vuoksi erillinen vaihevirheen epävarmuus jätetään epävarmuuslaskennan ulkopuolelle ja sen voidaan katsoa sisältyvän laskettuun mittausedpävarmuuteen.

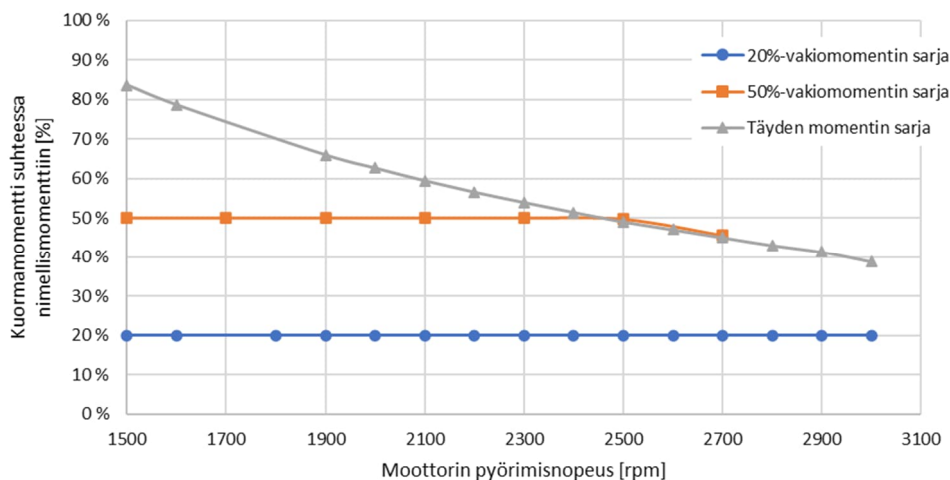
Mittalaitteiden virhe oletetaan usein normaalijakautuneeksi. Epävarmuuslähteiden ollessa normaalijakautuneita voidaan käyttää laajennettua mittausedpävarmuutta, mikä tarkoittaa, että epävarmuuden suuruutta kasvatetaan kattavuuskertoimella k , jotta päästään paremmalle luottamustasolle. Tällöin laskettu epävarmuus kerrotaan lopuksi kattavuuskertoimella. Kun kattavuuskerroin $k = 1$, niin mittaustulos on luottamusvälillä 68 %:n todennäköisyydellä. Kun kattavuuskerroin $k = 2$, mittaustulos on luottamusvälillä 95 %:n todennäköisyydellä. Eli mitä suurempi kattavuuskerroin on, sitä parempi luottamustaso saavutetaan. (JCGM 2008.) Tässä työssä epävarmuuksien laskentaan käytettiin kattavuuskerrointa $k = 2$.

5 Tulokset

Tässä luvussa verrataan keskenään luvussa 3 kehitetyn laskentamallin ja luvussa 4 esitetyn kokeellisen hyötysuhdemittauksen tuloksia. Tulosten perusteella arvioidaan laskentamallin luotettavuutta ja tarkkuutta. Laskentamallissa käytettyjen komponenttien parametrit löytyvät liitteestä A. Hyötysuhdemittauksen ja laskentamallin lukuarvoiset tulokset sekä mittauserpävarmuudet löytyvät liitteistä B, C ja D. Tässä diplomityössä vertaillaan staattorivirtoja ja pätötehoja, koska niillä on suurimmat vaikutukset taajuusmuuttajan tehohäviöille, sekä lopulta verrataan hyötysuhteita ja komponenttien tehohäviöitä.

Luvussa 4 esitettiin taajuusmuuttajan hyötysuhdemittauksien ajopisteet eli 20 %:n vakiomomentti, 50 %:n vakiomomentti ja täysmomentti. Kuvassa 5.1 on esitetty taajuusmuuttajan ohjausohjelmiston arvio kuormamomentista suhteessa nimellismomenttiin moottorin pyörimisnopeuden funktiona. Mittauksessa ei käytetty vääntömomenttianturia, minkä takia kuormamomentin arvo on vain arvio. Laskentamalliin syötettiin kyseiset momenttiarvot eri mittapisteissä. Tämä lisää epävarmuutta staattorivirtojen laskennassa, koska ei voida tarkkaan sanoa, kuinka paljon epävarmuutta momentin lukemassa oli. Moottoriletka värähteli 1700–1800 rpm:n pyörimisnopeuksilla, johtuen luultavasti resonanssitaajuuksista, minkä takia kaikkia mittauksia ei suoritettu.

Jännitereservin parametrisoinnin seurauksena taajuusmuuttaja pystyi nostamaan lähtöjännitteen noin 360 V:n tasolle, kuten liitteet B, C ja D esittävät, kun käytössä oli 400 V:n syöttöjännite. Tämän takia laskentamallissa staattorijännite asetettiin vakioksi 360 V:iin jokaiseen mittauspisteeseen.



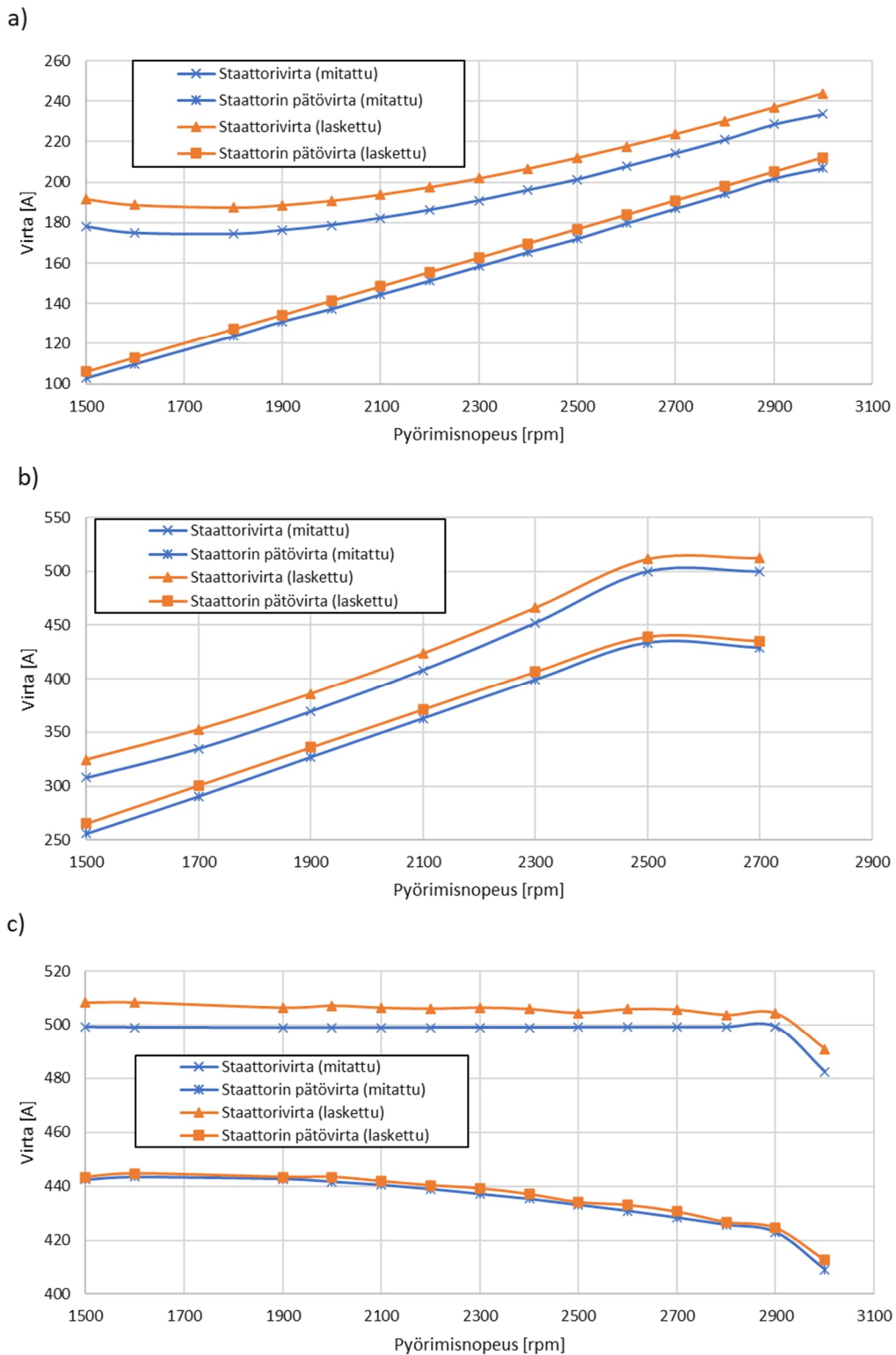
Kuva 5.1. Taajuusmuuttajan arvioimat momenttikäyrät moottorin pyörimisnopeuden funktiona.

Kuvasta 5.1 nähdään, että 20 %:n vakiomomentin ajopisteissä momentti säilyi vakiona. 50 %:n vakiomomentin ajopisteissä moottorin maksimimomentti alkoi rajoittumaan kentänheikennyksen seurauksena noin 2500 rpm:n pyörimisnopeudella. Täyden momentin ajopisteissä huomataan, että momentti alkoi rajoittumaan jo ennen nimellispyörimisnopeutta, koska staattorijännite ei koskaan noussut moottorin nimellisjännitteen tasolle, kuten luvussa 2.1.4 ja 3.1 esitettiin. Tällöin kentänheikennys alkoi laskennallisesti jo 1341 rpm:n pyörimisnopeudella. Jos testi uusittaisiin samalle kokoonpanolle, niin mittauspisteet tulisi suunnitella alkamaan ainakin 1300 rpm:stä.

Laskentamallin tärkein perusta häviöiden tarkasteluun on arvioida staattorivirrat oikein staattorijännitteen, pyörimisnopeuden ja momentin funktiona, koska suurin osa luvun 2 komponenttien tehohäviöyhtälöistä perustuu staattorivirran ja etenkin staattorin pätövirran todenmukaisuuteen. Kuvassa 5.2 on esitetty mittauksien ja laskentamallilla lasketut staattorivirrat ja staattorin pätövirrat mittauksien ajopisteissä. Mitattujen virtojen laajennetut mittausepävarmuudet ovat niin pieniä, etteivät niiden virhepalkit näy kuvan kuvaajissa. Kuvaajista nähdään, että mittauksen ja laskennan virtakäyrät ovat hyvin samanmuotoiset toisiinsa nähden, mikä todistaa laskentamallin pystymään arvioimaan toimintapisteiden vaihteluita todella hyvin.

Mittauksen ja laskennan pätövirrat, jotka aiheuttavat suurimman osan tehohäviöistä, eroavat alle 10 A:a kuvan 5.2 kuvaajissa. Tämä on hyvä tulos ja tarkoittaa, että laskentamallilla arvioidut pätövirtaan liittyvät komponenttien tehohäviöt ovat melko tarkkoja. On myös hyvä huomioida, että staattorivirran laskenta on suuremmilla momentinarvoilla tarkempaa, minkä takia laskentamalli soveltuu paremmin suurien kuormien tehohäviöiden laskentaan.

Staattorivirta koostuu pätö- ja loisvirrasta yhtälön (2.37) mukaisesti, jolloin staattorin toimintapisteen tehokerroin on pätövirran ja staattorivirran suhde. Kuvassa 5.2 mitatut ja lasketut staattorivirrat eroavat toisistaan enemmän kuin pätövirrat. Tämä tarkoittaa, että loisvirran laskennassa on enemmän virhettä kuin pätövirran, minkä takia laskentamallin tehokerroin on vähän pienempi kuin mitattu. Loisvirran yhtälön (2.40) ja pätövirran yhtälön (2.41) erona on maksimimomentin vaikutus. Maksimimomentti vaikuttaa vain loisvirtaan, mikä on luultavasti syynä mitattujen ja laskettujen loisvirtojen erolle. On myös syytä olettaa, että moottorin kilpiarvot eivät ole täysin tarkkoja, vaan mahdollisesti pyöristettyjä, mikä vaikuttaa laskentamallin tuloksiin. Esimerkiksi maksimimomentin tarkan arvon määrittämiseen kannattaa siis paneutua tulevilla tutkimuksilla, koska se vaikuttaa selvästi loistehoon ja täten myös DC-kondensaattoreiden ja vaihtosuuntaajan häviöihin.



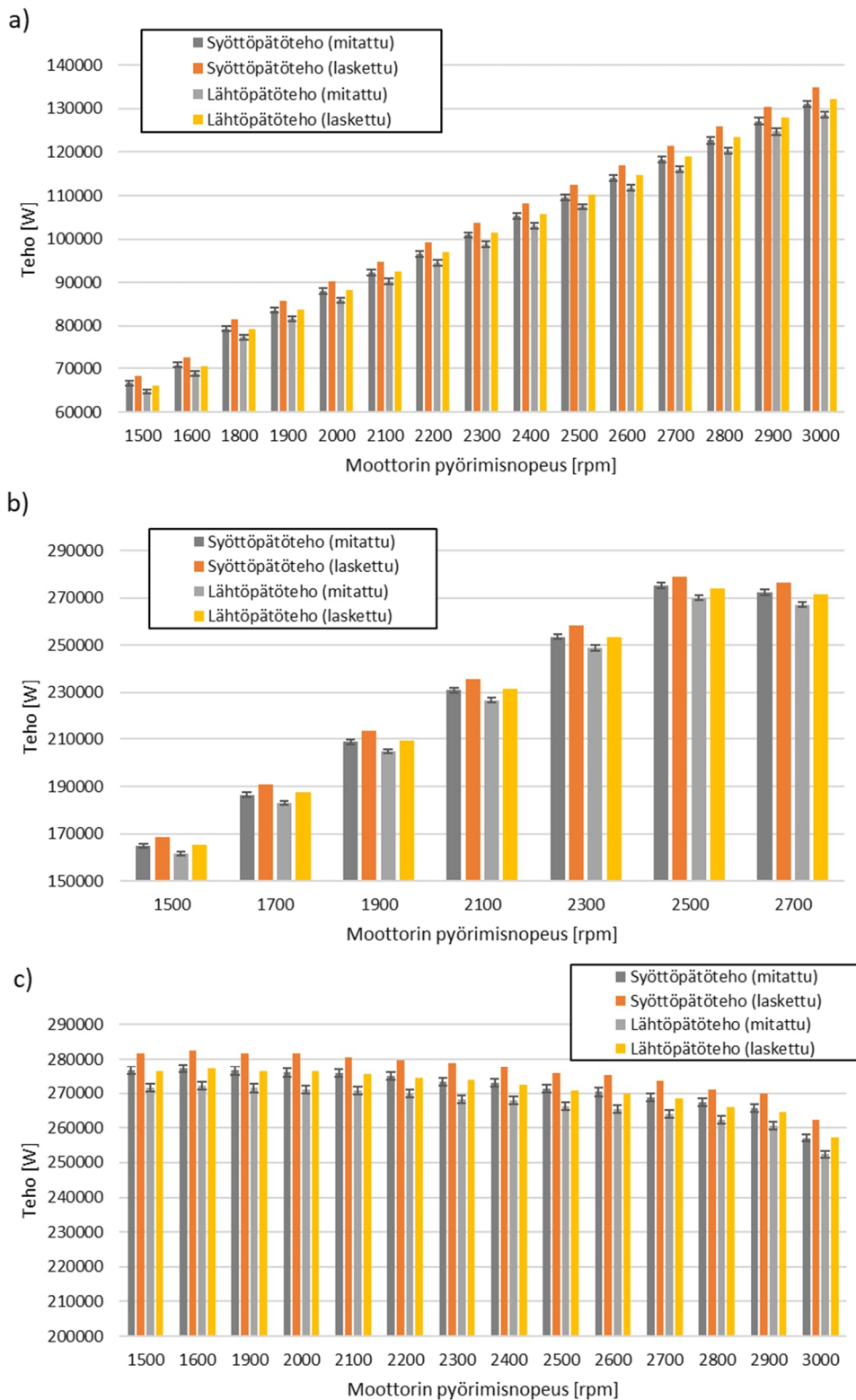
Kuva 5.2. Kokeellisen mittauksen ja laskentamallin staattorivirrat ja staattorin pätövirrat a) 20 %:n momentilla b) 50 %:n momentilla c) täydellä momentilla moottorin pyörimisnopeuden funktiona.

Mittauksien ja laskentamallin syöttö- ja lähtöpätötehoja vertaillaan, jotta voidaan muodostaa käsitys laskentamallin pätötehojen tarkkuudesta. Laskentamallilla pyritään saamaan tarkkoja tuloksia ilman taajuusmuuttajan ja sen sisäisten komponenttien erillistä testaamista, minkä seurauksena voidaan arvioida eri valmistajien komponenttien vaikutusta energiatehokkuuteen tehokkaammin pelkillä datalehden arvoilla. Kuvassa 5.3 on esitetty kokeellisen mittauksen ja laskentamallin syöttö- ja lähtöpätötehot mittauksen ajopisteissä moottorin pyörimisnopeuden funktiona. Kuvassa on esitetty virhepalkeilla sähköisen mittauksen tehon laajennettu mittausepävarmuus 95 %:n luottamusvälillä eli $k=2$. Sähkötehon mittausepävarmuus kasvaa verrattuna virran epävarmuuteen, koska yhtälön (4.4) perusteella sähkötehon epävarmuuteen vaikuttaa virran epävarmuuden lisäksi myös jännitteen epävarmuus.

Kuvasta 5.3 nähdään, että kokeellisen mittauksen toimintapisteissä laskentamallin arvioimat pätötehot ovat selvästi suuremmat kuin mitatut pätötehot. Laskentamallin ja mittauksen pätöteho ero on noin 2 kW pienillä kuormilla ja noin 5 kW suurilla kuormilla. Tämä selittyy pätövirran ja jännitteen pienistä eroista laskentamallissa ja mittauksissa. Esimerkiksi jos mittauksissa lähtöjännite on 358 V:a ja lähtöpätövirta 400 A:a, niin lähtöpätöteho on tällöin noin 248 kW. Tällöin laskentamallissa lähtöjännite on vakiona 360 V:a ja pätövirta on enemmän kuin mittauksissa esimerkiksi 406 A:a, niin laskentamallin laskema lähtöpätöteho on noin 253 kW. Täten pienikin ero jännitteessä ja virrassa kasvattaa mittauksen ja laskentamallin lähtöpätötehon eroa huomattavasti. Tästä syystä laskentamallilla ei voida arvioida tarkasti syöttö- ja lähtötehojen arvoja.

Laskentamallin lähtöpätötehot ovat suhteessa mitattuihin lähtöpätötehoihin noin 2–3 %:a suuremmat, pienillä kuormilla 3 %:a ja suurilla kuormilla 2 %. Sama pätee myös syöttöpätötehoille. Täten laskentamallin syöttö- ja lähtöpätötehon erotus on melkein yhtä suuri kuin mittauksen, jolloin myös tehohäviöt ovat melkein yhtä suuret. Tällöin laskentamallin arvioimat tehohäviöt ovat kuitenkin vähän suuremmat kuin mittauksen.

Tehohäviöiden arvioimisessa tehohäviöt kannattaa aina olettaa mieluummin suuremmiksi kuin pienemmiksi. Taajuusmuuttajan suunnittelussa ja jäähdytyksen mitoittamisessa tehohäviöiden määrä kannattaa mitoittaa mieluummin vähän suuremmaksi, jolloin jäähdytysjärjestelmä suunnitellaan myös vähän tehokkaammaksi. Tällöin vältetään ylikuumentumisilta, mikä taas pidentää taajuusmuuttajan ja sen komponenttien elinkaarta. Tästä syystä on hyväksyttävää, että laskentamalli arvioi tehohäviöt vähän suuremmiksi kuin todellisuudessa.



Kuva 5.3. Kokeellisen mittauksen ja laskentamallin syöttö- ja lähtöpätehot a) 20 %:n momentilla b) 50 %:n momentilla c) täydellä momentilla moottorin pyörimisnopeuden funktiona (laajennettu mittaausepävarmuus 95 %:n luottamusvälillä, $k=2$).

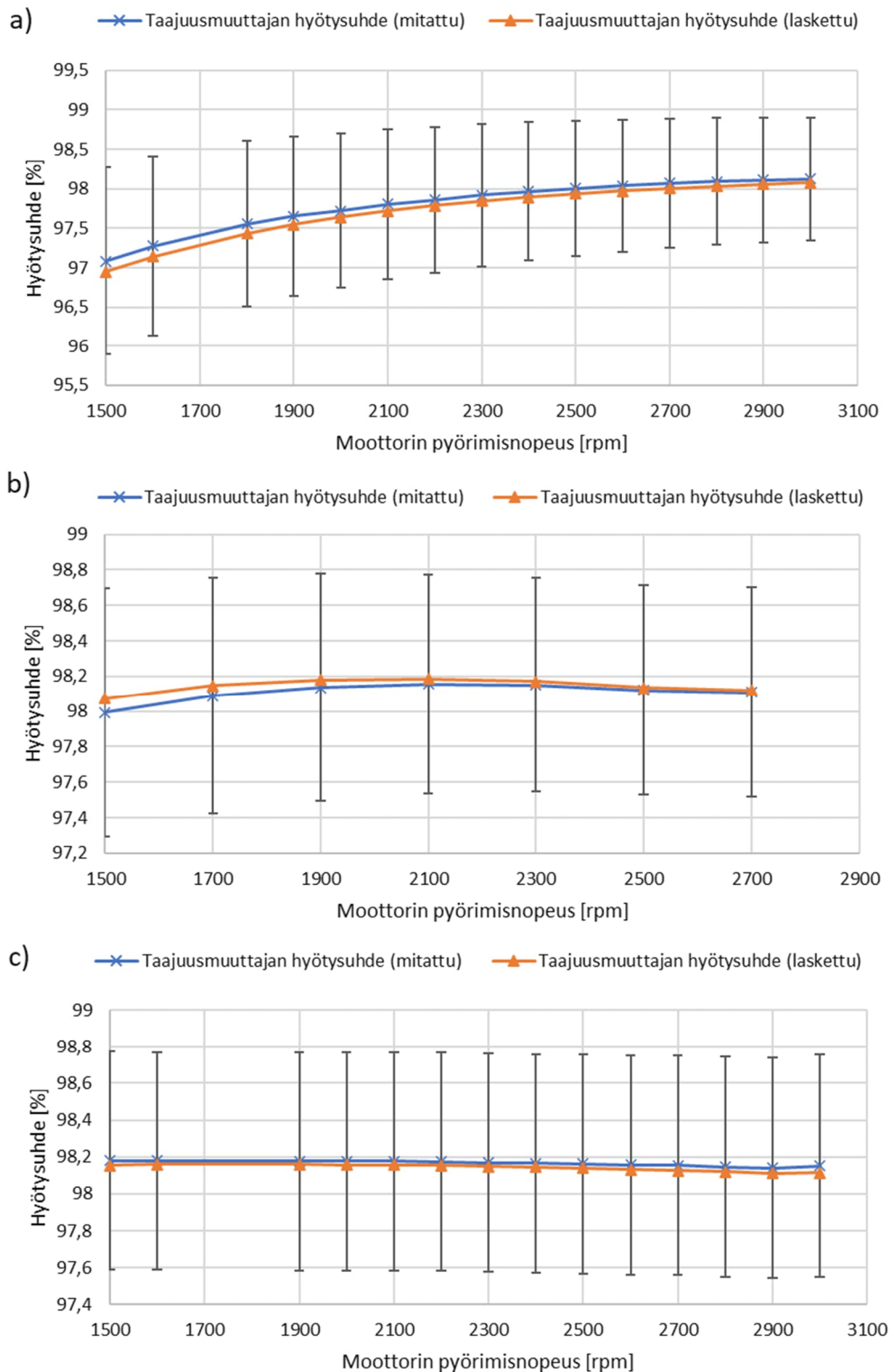
Mittauksien ja laskentamallin hyötysuhteita vertaillaan, jotta voidaan muodostaa käsitys laskentamallin laskeman hyötysuhteen tarkkuudesta. Kuvassa 5.4 on esitetty kokeellisesti mitatut ja laskentamallin laskemat hyötysuhteet prosentteina mittauksen ajopisteissä moottorin pyörimisnopeuden funktiona. Kuvassa on esitetty virhepalkkeilla sähköisen mittauksen hyötysuhteen suhteellinen laajennettu mittausepävarmuus 95 %:n luottamustasolla eli $k=2$. Hyötysuhteen suhteellinen mittausepävarmuus kasvaa verrattuna tehojen epävarmuuteen, koska se lasketaan syöttö- ja lähtötehojen suhteellisten epävarmuuksien neliösumman neliöjuuresta.

Kuvasta 5.4 huomataan, että mittauksen ja laskentamallin perusteella taajuusmuuttajan hyötysuhde kasvaa selvästi 20 %:n vakiomomentin ajopisteissä moottorin pyörimisnopeuden kasvaessa eli tehon kasvaessa. 50 %:n ja täyden momentin ajopisteissä hyötysuhde näyttää säilyvän hyvin tasaisesti noin 98 %:ssa pyörimisnopeuden kasvaessa, ja etenkin tehon säilyessä vakiona. Tämän työn perusteella voidaan todeta, että kentänheikennysalueella 355 kW:n taajuusmuuttajan hyötysuhde säilyy lähes vakiona 120 kW:n jälkeen ainakin 270 kW:in saakka moottorin kentänheikennysalueella. Kuvan c) käyrästä nähdään, että kun momentti rajoittuu ja pyörimisnopeus kasvaa, niin myös hyötysuhde alkaa laskemaan.

Kuvan 5.4 mittauksia esittävien kuvaajien virhepalkkeista huomataan, että sähköisen hyötysuhdemittauksen mittausepävarmuus on melko suuri, mutta se paranee vähän suurilla kuorman arvoilla. Virhepalkit siis kuvaavat mittaukseen liittyvää epävarmuutta, eli absoluuttinen hyötysuhteen arvo on 95-prosentin varmuudella virhepalkkien sisällä. Voidaan todeta, että kyseisen hyötysuhdemittauksen mittausepävarmuus vaihtelee kuorman mukaan ja on noin $\pm 0,6$ %:n suurimmalla mittauksen kuormalla tällä mittauskokoonpanolla. Tällöin kyseisen taajuusmuuttajan hyötysuhde on suurimmalla kuormalla mittauksien perusteella noin $98,2 \pm 0,6$ %.

Laskentamalli arvioi hyötysuhteen hyvin lähelle mittauksen mittausepävarmuuden keskiarvoa. Suuren mittausepävarmuuden takia on vaikea verrata mittauksen ja laskentamallin arvoja, mutta lähtökohtaisesti on hyvä, että laskentamallin tulos on mittausepävarmuuden rajoissa ja vielä lähes keskellä rajoja. Täten voidaan todeta, että ainakin tämän tulosvertailun perusteella laskentamalli arvioi hyötysuhteen ja sen käyrämuodon hyvin tarkasti.

Laskentamallin hyötysuhteen vertaamiseen täytyisi käyttää sähköistä tehon mittausta parempaa vertailukohdetta, jolla mittausepävarmuus olisi vielä pienempi. Vertailukohteeksi sopisi paremmin kalorimetrinen hyötysuhdemittaus, jossa on yleisesti pienempi mittausepävarmuus kuin sähköisessä menetelmässä etenkin korkeilla hyötysuhteen arvoilla (Dahlman 2022).



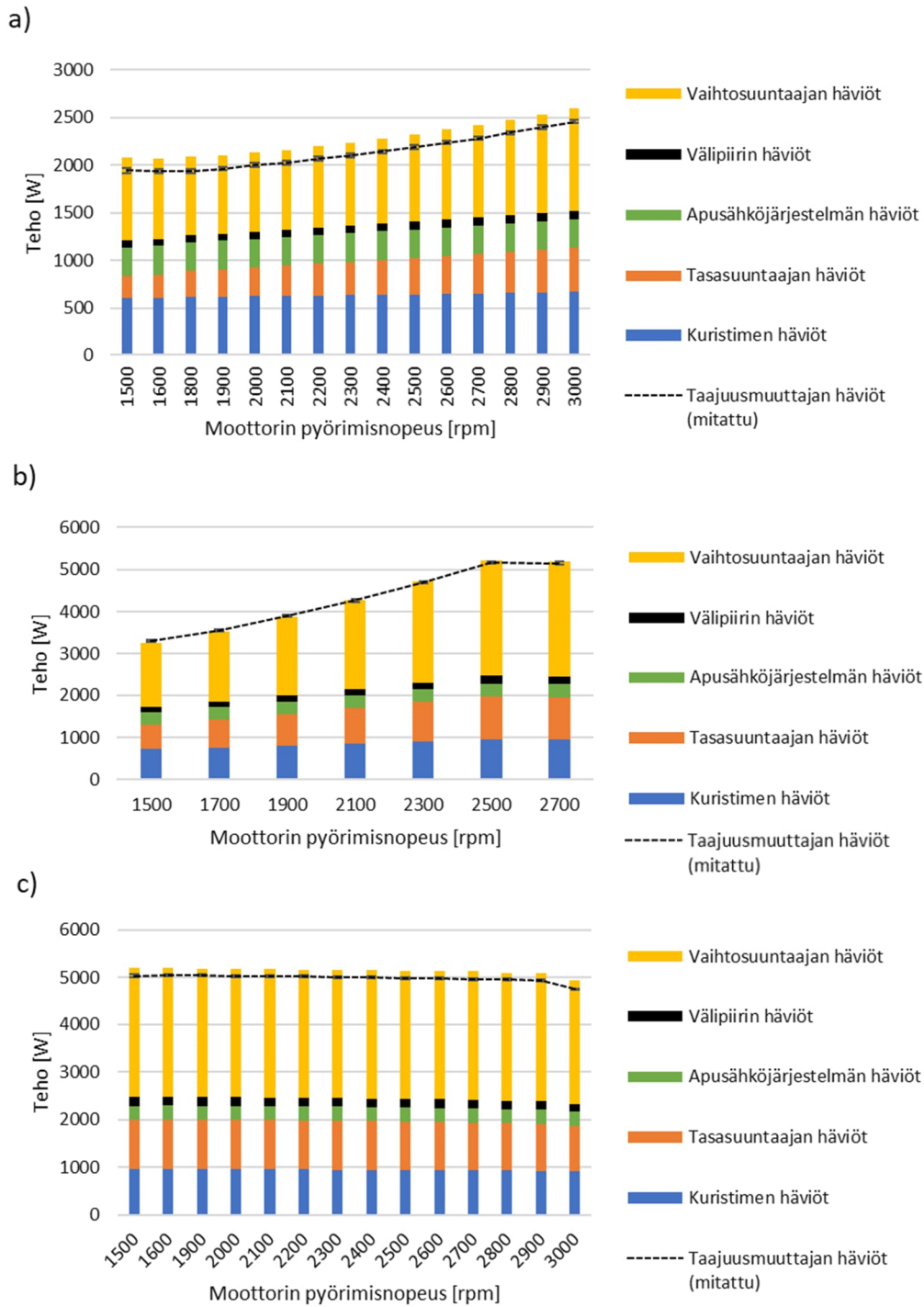
Kuva 5.4. Taajuusmuuttajan kokeellisen mittauksen ja laskentamallin hyötysuhteet a) 20 %:n momentilla b) 50 %:n momentilla c) täydellä momentilla moottorin pyörimisnopeuden funktiona (laajennettu mittauserpävarmuus 95 %:n luottamusvälillä, $k=2$).

Taajuusmuuttajan energiatehokkuuden tutkimiseksi laskentamallin täytyy pystyä arvioimaan taajuusmuuttajan tehohäviöt eli komponenttien tehohäviöt mahdollisimman tarkasti. Kuvassa 5.5 on esitetty taajuusmuuttajan kokonaishäviöt kokeellisen mittauksen perusteella ja laskentamallin avulla mittauksen ajopisteissä moottorin pyörimisnopeuden funktiona. Kuvasta nähdään, että mittauksen ja laskentamallin arvioimat tulokset ovat hyvin lähellä toisiaan. Suurimmat erot näkyvät 20 %:n vakiomomentin ja täyden momentin ajopisteissä, joissa suurin ero oli noin 190 W:a. Laskentamallin arvioiman tehohäviön suhde mitattuun tehohäviöön vaihteli 3–7 %:a, 7 %:a pienillä kuormilla ja 3 %:a suurilla kuormilla. Täten voidaan todeta, että laskentamallilla voidaan arvioida häviöt paremmin suurilla kuormilla.

Tämän työn häviölaskennassa otettiin huomioon ohjauselektroniikan ja jäädytyspuhaltimien häviöt eli apusähköpiirin häviöt. Laitteen apusähköpiiri ottaa tehonsa suoraan DC-välipiiristä, minkä takia häviöt näkyvät suoraan myös mittauksissa. Taajuusmuuttajan puhaltimien nopeudet säätyvät sisäisien lämpötila-antureiden mukaan, mutta puhaltimet pakotettiin ohjauksen avulla täydelle teholle mittauksien ajaksi, jotta niitä voidaan mallintaa vakioina tehohäviöinä. Testattavan taajuusmuuttajan apusähköjärjestelmä koostui kahdesta 80 W:n tuulettimesta, kahdesta 25 W:n tuulettimesta ja ohjauselektroniikasta. Täten apusähköjärjestelmän tehohäviötä mallinnettiin 300 W:na jokaisessa ajopisteessä.

Kuvassa 5.5 on esitetty mittauksen ja laskentamallin kokonaistehohäviöiden lisäksi myös laskentamallin arvioimat vaihtosuuntaajan, välipiirin, apusähköjärjestelmän, tasasuuntaajan ja kuristimen tehohäviöt. Tulosten perusteella kaikkien komponenttien tehohäviöt kasvavat kuorman funktiona paitsi apusähköjärjestelmän tehohäviöt, jotka arvioitiin vakioksi. Vaihtosuuntaaja tuotti suurimmat tehohäviöt, ja ne myös kasvoivat eniten kuorman funktiona. Toiseksi suurimmat tehohäviöt aiheutti tasasuuntaaja. Pienimmät tehohäviöt syntyivät välipiiristä.

Kuristimen häviöt muodostuivat johdin- ja rautahäviöistä luvun 2.2.1 mukaisesti. Tässä työssä rautahäviöt mallinnettiin vakiona valmistajan datalehden arvioimalla arvolla 587 W. Kuvasta 5.5 a) nähdään, että 20 %:n vakiomomentin ajopisteissä kuristimen häviöt koostuivat melkein pelkästään rautahäviöistä, kun taas kuvasta 5.5 c) nähdään, että täyden momentin ajopisteissä johdinhäviöt ja rautahäviöt olivat yhteensä noin 1000 W:a. Rautahäviöt oli annettu valmistajan datalehdessä 700 A:n ja 500 V:n testipisteessä. Tämän työn tulosten perusteella rautahäviöiden mallintaminen vakiona näyttäisi tuottavan hyvän arvion häviöistä, koska mitatut ja laskentamallin arvioimat kokonaistehohäviöt ovat lähes samansuuruiset vakio-oletuksesta huolimatta. Laskentamallin jatkokehityksen kannalta on kuitenkin suositeltavaa tutkia rautahäviöiden muuttumista jännitteen ja virran funktiona.



Kuva 5.5. Taajuusmuuttajan mitattu tehohäviö ja laskentamallin komponenttien häviöt a) 20 %:n momentilla b) 50 %:n momentilla c) täydellä momentilla moottorin pyörimisnopeuden funktiona (laajennettu mittaasepävarmuus 95 %:n luottamusvälillä, $k=2$).

Laskentamallissa syöttöverkon tehokerroin asetettiin vakioksi 87 %:in. Syöttöverkon tehokerroin ei kuitenkaan säilynyt mittauksissa vakiona, vaan se muuttui epälineaaraisesti 81 %:sta 93 %:in tehon kasvaessa. Tehokertoimen vakiona säilyttämisen myötä kuristimen johdinhäviöt ovat matalammat pienellä kuormalla ja korkeammat suurella kuormalla. Sama vaikutus näkyy myös välipiirin DC-kondensaattoreissa, mikä myös lisää laskentamallin virhettä. Mittauksien mukaan 50 %:n vakiomomentin ajopisteessä tehokerroin muuttui 87 %:sta 90 %:in kuorman kasvaessa. Koska mittauksen tehokerroin oli lähes sama kuin laskentamallissa vakioksi arvioitu tehokerroin, niin luultavasti tästä syystä laskentamalli antoi parempia tuloksia 50 %:n momentin ajopisteille (kuva 5.5 b) kuin 20 %:n ja täyden momentin ajopisteille (kuva 5.5 a ja c).

Laskentamalli perustui luvussa 2.1 esitettyyn staattorin mallinnukseen, jonka avulla pystyttiin laskemaan staattorivirrat eri toimintapisteissä tyyppikilpiarvojen avulla. Staattorivirrat mallinnettiin ympyrädiagrammin avulla. Yhtälö (2.17) olettaa moottorin sijaiskytkennän parametrien säilyvän vakiona nimellisarvoissaan, mikä ei todellisuudessa pidä paikkaansa. Tästä syystä laskennassa esimerkiksi induktiomoottorin hyötysuhde säilyy nimellispisteen arvoisena riippumatta toimintapisteestä. Todellisuudessa moottorin hyötysuhde ei siis säily vakiona, vaan se huononee etenkin pienillä kuormilla. Tässä työssä moottoria ajettiin alle nimellispisteen teholla (315 kW), mikä myös luo epävarmuutta moottorin hyötysuhteen vaikutuksesta laskentamalliin. Tästä syystä moottorin hyötysuhteen vaikutusta laskentamalliin tulisi tutkia enemmän.

Laskentamallin häviölaskenta koostui luvussa 2 esitetystä häviöyhtälöistä. Häviöyhtälöitä mallinnetaan kirjallisuuksissa eri tavalla, mutta ne ovat yleisesti linearisoituja tai muuten yksinkertaistettuja, jotta yhtälöiden käyttö olisi yksinkertaisempaa. Esimerkiksi vaihtosuuntaajan ja tasasuuntaajan parametrit eivät säily vakiona eri toimintapisteissä, mutta laskennan yksinkertaistamiseksi ne oletetaan vakioiksi tietyssä toimintapisteessä tai ne valitaan eniten häviöitä tuottavan pisteen mukaan. Tämä lisää laskentamallin virhettä aina joko pienillä kuormilla tai suurilla kuormilla. Esimerkiksi jos parametrit linearisoidaan suuren tehon mukaan, niin virhe kasvaa etenkin pienen tehon pisteissä.

Laskentamallissa käytettiin vain esitettyjen lähteiden häviöyhtälöitä. Eri kirjallisuuksista löytyy muitakin häviöyhtälöitä, joita tulisi vertailla tässä työssä käytettyihin, jotta laskentamallista tulisi entistä uskottavampi. Tämän takia hyötysuhdemittaus täytyisi suorittaa myös erikseen jokaiselle komponentille, jotta pienennettäisiin laskentamallin epävarmuutta. Tässä luvussa esitettyjen tulosten avulla voidaan todeta, että tämän diplomityön laskentamalli tuottaa uskottavia tuloksia staattorin pätövirtojen, hyötysuhteen ja

kokonaishäviöiden osalta moottorin kentänheikennysalueella. Tämän diplomityön laskentamalli ei kuitenkaan esitä luotettavalla tasolla, miten taajuusmuuttajan sisäisten komponenttien tehohäviöt jakautuvat, vaan se esittää siitä vain arvion.

Diplomityön alussa oletettiin, että häviölaskenta olisi monimutkaisempaa oikosulkumoottorin kentänheikennysalueella kuin vakiovoalueella. Työ osoitti, että moottorin mallintaminen on monimutkaisempaa kuin vakiovoalueella, mutta taajuusmuuttajan häviöyhtälöt pätevät myös moottorin kentänheikennysalueella lineaarisella modulointialueella, kunhan staattorivirtojen mallinnus onnistuu. Ylimoduloinnin eli epälineaarisen modulointialueen vaikutusta tehohäviöihin olisi syytä tutkia kentänheikennysalueella, koska ylimoduloinnilla pystytään tuottamaan suurempi lähtöjännite ja täten ehkä pienemmät staattorivirrat, mikä voisi parantaa taajuusmuuttajan energiatehokkuutta.

Diplomityössä kehitetyn laskentamallin avulla pystytään tarkastelemaan taajuusmuuttajan energiatehokkuutta moottorin kentänheikennysalueella, ja valmistautumaan paremmin tulevaisuuden energiatehokkuus vaatimuksiin. Laskentamallilla pystytään myös vastata loppukäyttäjien pyyntöihin energiatehokkuuden arvioimiseen heidän käytöissään.

Työssä löydettiin myös häviölaskennan rajoittavia tekijöitä. Näitä ovat syöttöverkon tehokertoimen määrittäminen, kuristimen rautahäviöiden mallinnus, induktiomootorin nimellisarvojen pyöristämisen vaikutus staattorivirtaan ja parametrien oletaminen vakioiksi joko arvioimalla tai pahimman pisteen mukaan. Nämä tekijät aiheuttavat tämän tutkimuksen perusteella eniten virhettä energiatehokkuuden määrittämisessä, ja niiden tutkimusta pitäisi jatkaa laskentamallin parantamiseksi. Lisäksi taajuusmuuttajan sisäisten komponenttien hyötysuhdetta täytyisi mitata erikseen, jotta laskentamallista tulisi luotettavampi.

6 Yhteenveto

Energiatehokkuus, uusiutuvien energialähteiden käytön lisääminen ja hiilidioksidipäästöjen vähentäminen ovat tällä hetkellä ajankohtaisia aiheita ilmastonmuutoksen torjumiseksi. Tämä pätee myös taajuusmuuttajien teollisuuden sovelluksiin, joissa luotettavuus, huollon vaivattomuus ja muut ominaisuudet ovat usein olleet tärkeämpiä kuin energiatehokkuus, energian säästö ja hiilidioksidipäästöt. Nykyisin nämä ominaisuudet ovat aiempaa kriittisempiä asiakkaiden tuotevalinnassa osittain siksi, että energian hinnan nouseminen on aiheuttanut harkintaa laitteiden käyttökustannusten minimoimisesta, mutta myös kireiden asetusten vaatiessa pienempää energian kulutusta ja todisteita laitteiden energiansäästöominaisuuksista.

Standardien vaatimusten täyttämisen lisäksi taajuusmuuttajien loppukäyttäjiä kiinnostaa usein myös omien järjestelmiensä energiatehokkuus eri toimintapisteissä. Näihin toimintapisteisiin lukeutuu myös oikosulkumoottorin kentänheikennysalue, minkä takia tässä työssä tutkittiin taajuusmuuttajan energiatehokkuutta kyseisellä alueella. Tämän diplomityön tavoitteena oli kehittää taajuusmuuttajalle häviölaskentamalli moottorin kuormamomentin ja pyörimisnopeuden funktiona operoitaessa moottorin kentänheikennysalueella pysyvässä tilassa. Tavoitteen mahdollistamiseksi luvussa 2 esitettiin oikosulkumoottorin staattorivirtojen mallinnus vain moottorin tyyppikilpiarvojen avulla. Luvussa 2 esitettiin myös taajuusmuuttajan tärkeimmät komponentit ja niille häviölaskentaan tarvittavia ominaisuuksia ja yhtälöitä. Diplomityön tavoitteessa onnistuttiin luvun 3 esittämällä tavalla, mutta staattorijännite täytyi huomioida muuttujaksi kuormamomentin ja pyörimisnopeuden lisäksi, koska staattorijännite vaikutti kentänheikennysalueen alkamiseen.

Kentänheikennysalueella moottorin pyörimisnopeutta pystytään kasvattamaan, mutta tällöin momentintuottokyky pienenee. Tätä ominaisuutta hyödynnetään käytöissä, joissa suurilla pyörimisnopeuksilla ei tarvita enää suurta momenttia. Häviölaskennan oletettiin olevan monimutkaisempaa kentänheikennysalueella kuin vakiovoalueella. Työ osoitti, että moottorin mallintaminen on monimutkaisempaa kentänheikennysalueella kuin vakiovoalueella, mutta taajuusmuuttajan häviöyhtälöt pätevät myös moottorin kentänheikennysalueella lineaarisella modulointialueella, kunhan staattorivirtojen mallinnus onnistuu. Ylimoduloinnin eli epälineaarisen modulointialueen vaikutusta tehohäviöihin olisi syytä tutkia kentänheikennysalueella, koska ylimoduloinnilla pystytään tuottamaan suurempi lähtöjännite ja täten ehkä pienemmät staattorivirrat, mikä voisi parantaa taajuusmuuttajan energiatehokkuutta.

Luvussa 3 kehitetyn laskentamallin tuloksia verrattiin luvussa 4 esitetyn kokeellisen mittauksen tuloksiin luvussa 5, jotta saatiin käsitys laskentamallin todenmukaisuudesta. Luvussa 5 analysoitiin laskennan ja mittaustulosten eroja ja laskentamallin epäkohtia. Tutkimuksen perusteella näitä epäkohtia ovat syöttöverkon tehokertoimen määrittäminen, kuristimen rautahäviöiden mallinnus, induktiomoottorin nimellisarvojen pyöristämisen vaikutus staattorivirtaan ja parametrien oletaminen vakioiksi joko arvioimalla tai pahimman toimintapisteen mukaan. Nämä tekijät aiheuttavat tämän tutkimuksen perusteella eniten virhettä energiatehokkuuden määrittämisessä, ja niiden tutkimusta pitäisi jatkaa laskentamallin parantamiseksi.

Laskentamallissa käytettiin vain luvussa 2 esitettyjen lähteiden häviöyhtälöitä. Eri kirjallisuuksista löytyy muitakin häviöyhtälöitä, joita tulisi vertailla tässä työssä käytettyihin, jotta laskentamallista tulisi entistä uskottavampi. Tämän takia hyötysuhdemittaus täytyisi suorittaa myös erikseen jokaiselle komponentille, jotta pienennettäisiin laskentamallin epävarmuutta. Tämän diplomityön perusteella voidaan todeta, että tämän työn laskentamalli tuottaa uskottavia tuloksia staattorin pätövirtojen sekä taajuusmuuttajan hyötysuhteen ja kokonaishäviöiden osalta moottorin kentänheikennysalueella. Tämän diplomityön laskentamalli ei kuitenkaan esitä luotettavalla tasolla, miten taajuusmuuttajan sisäisten komponenttien tehohäviöt jakautuvat, vaan se esittää siitä vain arvion.

Diplomityössä kehitetyn laskentamallin avulla pystytään tarkastelemaan taajuusmuuttajan energiatehokkuutta moottorin kentänheikennysalueella eri toimintapisteissä, ja valmistautumaan paremmin tulevaisuuden energiatehokkuus vaatimuksiin. Laskentamallilla pystytään myös vastata loppukäyttäjien pyyntöihin energiatehokkuuden arvioimiseen heidän käytöissäänsä ilman erillisiä mittauksia.

Diplomityön avulla tietämys taajuusmuuttajan häviöiden muutoksesta kentänheikennysalueella selkeytyi. Komponenttien tehohäviöt kasvoivat lähtötehon lisäämisen seurauksena. Tällöin kuitenkin suuremmilla lähtötehon arvoilla taajuusmuuttajan energiatehokkuus säilyi lähes vakiona, vaikka lähtötehoa kasvatettiin. Kun lähtöteho säilytettiin vakiona, niin energiatehokkuus alkoi pienenemään suurilla pyörimisnopeuksien arvoilla ja momentin rajoittumisen myötä. Työn avulla myös ymmärrys taajuusmuuttajan vaikutuksesta kentänheikennysalueeseen selkeytyi, koska esimerkiksi huomattiin, että staattorin nimellisjännitettä pienempi maksimistaattorijännite siirtää moottorin kentänheikennysaluetta alkamaan jo nimellistaajuutta pienemmällä taajuudella.

Lähteet

ABB Automation Group Ltd. (2001). Sähkökäytön mitoitus. Tekninen opas nro 7. Luettu 30.1.2023. Saatavissa: https://library.e.abb.com/public/b11dafe92973be93c1256d2800415027/Tekninen_opasnro7.pdf

Alemi, P. & Lee, D. C. (2011). Power loss comparison in two- and three-level PWM converters. 8th International Conference on Power Electronics. s. 1452–1457. DOI: 10.1109/ICPE.2011.5944455.

BIPM. (2019). The International System of Units. Bureau International des Poids et Mesures. 9. painos.

Blaabjerg, F., Jaeger, U. & Munk-Nielsen, S. (1995). Power losses in PWM-VSI inverter using NPT or PT IGBT devices. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10(3), s. 358–367. DOI: 10.1109/63.388002.

Brown, M. (2008). Power Sources and Supplies: World Class Designs (1st Edition). Newnes. 381 s. ISBN: 978-0-7506-8626-6.

Dahlman, J. (2022). Sähköisen voimansiirron laboratoriotestaus. Diplomityö. Lappeenranta–Lahden teknillinen yliopisto, Sähkötekniikka, Lappeenranta. 54 s.

Garcia, J. (2021). Losses in Power Diodes. Lisätietoartikkeli. Ovedon yliopisto, DIEECS. 3 s.

Graovac, D., Purschel, M. & Kiep, A. (2006). MOSFET Power Losses Calculation Using the Datasheet Parameters. Infineon Technologies AG. Vol. 1(1). 23 s.

Grbovic, P. (2009). Loss-Free Balancing Circuit for Series Connection of Electrolytic Capacitors Using an Auxiliary Switch-Mode Power Supply. IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 24(1). s. 221–231. DOI: 10.1109/tpel.2008.2005579.

Harnefors, L., Hinkkanen, M., Wallmark, O., & Yepes, A. G. (2014). Control of voltage-source converters and variable-speed drives. Luentomateriaali, Västerås, Ruotsi.

Hava, A. M., Kerkman, R. J. & Lipo, T. A. (1999). Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives. IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 14(1). s. 49–61. DOI: 10.1109/63.737592.

Hughes, A. & Drury, B. (2013). *Electric Motors and Drives - Fundamentals, Types and Applications* (4th Edition). Elsevier Ltd. 440 s. ISBN: 978-0-08-098332-5

IEC-61800-2-9. (2017). *Adjustable speed electrical power drive systems – Part 9-2: Ecodesign for power drive systems, motor starters, power electronics and their driven applications – Energy efficiency indicators for power drive systems and motor starters*. Geneva, Sveitsi. IEC.

JCGM. (2008). *Evaluation of Measurement Data – Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement*. JCGM 100:2008. 1. painos.

Khademi, K. (2016) *Verkkoon jarruttavan taajuusmuuttajan häviöiden tarkastelu*. Insinööriyö. Metropolia Ammattikorkeakoulu, Autotekniikka, Vantaa. 50 s.

Kim, M., Lee, K., Yoon, J., Lee, S. B., & Yoo, J. (2008). Condition Monitoring of DC-Link Electrolytic Capacitors in Adjustable-Speed Drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 44(5). s. 1606–1613. DOI: 10.1109/tia.2008.2002220.

Kim, T. J., Kang, D. W., Lee, Y. H. & Hyun, D. S. (2001). The analysis of conduction and switching losses in multi-level inverter system. *IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference*. Vol. 3(1). s. 1363–1368. DOI: 10.1109/PESC.2001.954310.

Kolar, J. W., Ertl, H. & Zach, F. C. (1991). Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a PWM converter system. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 27(6). s. 1063–1075. DOI: 10.1109/28.108456.

Kolar, J. W. & Round, S. D. (2006). Analytical calculation of the RMS current stress on the DC-link capacitor of voltage-PWM converter systems. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*. Vol. 153(4), s. 535–543. DOI: 10.1049/ip-epa:20050458.

Kyyrä, J. (2013) *Suuntaajatekniikka*. Kurssin S-81.3110 luentomateriaali. Sähkötekniikan laitos. Otaniemi, Suomi.

Lazar, R. & Hanigovszki, N. (2018). Efficiency and Loss Distribution Comparison for a Motor Drive System with and without LC-Filter. *20th European Conference on Power Electronics and Applications*. s. 1–8. Saatavissa: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8515417>

Lee, K., Jahns, T. M., Lipo, T. A., Venkataramanan, G. & Berkopec, W. E. (2008). Impact of Input Voltage Sag and Unbalance on DC-Link Inductor and Capacitor Stress in Adjustable-Speed Drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 44(6). s. 1825–1833. DOI: 10.1109/TIA.2008.2006308.

Luomi, J. (2011) Sähkökäyttöjen suunnittelu. Kurssin S-81.3310 luentomateriaali. Otaniemi, Suomi.

Luukka, A. (2014). Sähköverkon häiriöiden vaikutukset AC-kuristimella varustettuun pienitehoiseen taajuusmuuttajaan. Diplomityö. Aalto-yliopisto, Sähkötekniikan ja automaation laitos. Espoo. 69 s.

Mizutani, D., Matsumori, H., Kosaka, T., Matsui, N., Miyazaki, T. & Okawauchi, Y. (2020). AC filter inductor design for three-phase PWM inverter. *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. s. 1501–1505. DOI: 10.23919/ICEMS50442.2020.9290861.

Mohan, N., Undeland, T. M. & Robbins, W. P. (2003). *Power Electronics: Converters, Applications, and Design (3rd Edition)*. John Wiley & Sons Incorporated. 832 s. ISBN: 978-0-471-22693-2.

Muhlethaler, J., Biela, J., Kolar, J.W. & Ecklebe, A. (2012a). Improved Core-Loss Calculation for Magnetic Components Employed in Power Electronic Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*. Vol. 27(2). s. 964–973. DOI: 10.1109/tpel.2011.2162252.

Muhlethaler, J. (2012b). Modeling and multi-objective optimization of inductive power components. Tohtorityö. ETH Zurich. Zurich. 224 s. DOI: 10.3929/ethz-a-007328104.

Rashid, M. H. (2011). *Power Electronics Handbook (3rd Edition)*. Butterworth-Heinemann. 1362 s. ISBN: 9780123820372

Sarén, H. (2001). DTC-ohjatun tahtikonekäytön pyörimisnopeussäädön analyysi integroidun simulointimallin avulla. Diplomityö. Lappeenrannan teknillinen yliopisto, sähkötekniikan osasto. Lappeenranta. 70 s.

Slemon, G. R. (1989). Modelling of induction machines for electric drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 25(6), s. 1126–1131. DOI: 10.1109/28.44251.

Snelling, E. C. (1988). Soft Ferrites (2nd Edition). Butterworth-Heinemann. 412 s. ISBN: 978-0408027601.

Trzynadlowski, A. M. (2015). Introduction to Modern Power Electronics (3rd Edition). Wiley. 472 s. ISBN: 978-1-119-00321-2

Yokogawa. (2018). WT 5000 Precision Power Analysers. Specification.

Luettu 28.6.2023. Saatavissa:

<https://cdn.tmi.yokogawa.com/1/7113/files/Specifications%20WT5000%20Precision%20Power%20Analyzers%20Yokogawa%20Test%20Measurement%20BUWT5000%2002EN.pdf>

Yokogawa. (2009). Hitec & Yokogawa perfectly matched for accuracy. Zero-flux™ current sensors and precision power meters. Luettu 28.6.2023. Saatavissa:

<https://www.yumpu.com/en/document/view/10467598/hitec-yokogawa-emitec-industrialch>

Liite A: Työn komponenttien parametreja

Komponentti:	Nimitys:	Symboli:	Suure:
Moottori	Moottorin nimellisa nopeus	n_N [rpm]	1490
	Maksimimomenttikerroin	T_b/T_n	2,085
	Moottorin nimellisjännite	u_{sN} [V]	400
	Moottorin nimellisvirta	i_{sN} [A]	545
	Moottorin nimellisteho	P_{rN} [W]	315000
	Moottorin tehokerroin	$\cos(\varphi_{sN})$	0,87
	Moottorin nimellismomentti	T_n	0,825
Vaihtosuuntaaja	Transistorin resistanssi	$r_{F,T}$ [Ω]	0,00125
	Transistorin kynnysjännite	$U_{F,T}$ [V]	0,80
	Nolladiodin resistanssi	$r_{F,D}$ [Ω]	0,00065
	Nolladiodin kynnysjännite	$U_{F,D}$ [V]	0,825
	Transistorin energiahäviökerroin	$k_{1,T}$ [Ws/V]	24,37E-05
	Diodin energiahäviökerroin	$k_{1,D}$ [Ws/V]	5,265E-05
	Turn-on kytkentä energiahäviö	E_{on} [J]	0,179
	Turn-off kytkentä energiahäviö	E_{off} [J]	0,145
	Takavirtapiikin energiahäviö	E_{rr} [J]	0,07
Välipiiri	Kondensaattorin ekvivalentti sarjaresistanssi (tasasuuntaaja, 300Hz)	$R_{ESR,2}$ [Ω]	0,0014667
	Kondensaattorin ekvivalentti sarjaresistanssi (vaihtosuuntaaja, f_{sw})	$R_{ESR,1}$ [Ω]	0,0009
	Tasausvastuksen resistanssi	R_{tp} [Ω]	4700
Tasasuuntaaja	Diodin resistanssi	$r_{F,D}$ [Ω]	0,00023
	Diodin kynnysjännite	$U_{F,D}$ [V]	0,80
	Takavirtapiikin maksimiarvo	I_{RR} [A]	21,7
	Takavirtapiikin laskuaika	t_{rrb} [s]	0,000030
Kuristin	DC-resistanssi (per vaihe)	R_{DC} [Ω]	0,00047
	Rautahäviöt	P_{Fe} [W]	587

Liite B: Vakiomomentti 20 % -Tulokset

Mittausarvon oikealla puolella (k=2) on esitetty mittauksen suhteellinen mit-
tausepävarmuus 95 %:n luottamusvälillä.

VAKIOMOMENTTI 20%																			
Jämnitereservi +1	Vaihtosuuntaaja	Tulo					Lähtö					Mittausarvot							
		L_v [A]	U_v [V]	L_v [A]	U_v [V]	P_v [W]	L_s [A]	U_s [V]	L_s [A]	U_s [V]	P_s [W]	L_sq [A]	P_vs [W]	Effic. [%]	k=2				
n [rpm]	T/T_N [%]	k=2	k=2	k=2	k=2	k=2	k=2	k=2	k=2	k=2	k=2	k=2	k=2	k=2	k=2				
1500	20,0 %	393,698613	0,32 %	119,586	0,82 %	97,72779	0,82 %	66649	0,88 %	363,086	0,33 %	176,051	0,78 %	102,8903	0,78 %	64706	0,85 %	97,085	1,22 %
1600	20,0 %	393,218835	0,32 %	128,34	0,78 %	104,013	0,78 %	70847	0,84 %	361,97	0,33 %	174,847	0,74 %	109,9193	0,74 %	68914	0,81 %	97,272	1,17 %
1800	20,0 %	392,886281	0,32 %	139,321	0,70 %	116,9965	0,70 %	79354	0,77 %	361,036	0,33 %	174,362	0,67 %	123,797	0,67 %	77414	0,75 %	97,555	1,08 %
1900	20,0 %	391,985614	0,32 %	147,308	0,67 %	123,172	0,67 %	83637	0,74 %	359,546	0,34 %	176,232	0,64 %	131,1501	0,64 %	81674	0,72 %	97,653	1,04 %
2000	20,0 %	393,72979	0,32 %	153,999	0,65 %	128,9686	0,65 %	87959	0,72 %	361,094	0,33 %	178,749	0,61 %	137,433	0,61 %	85955	0,70 %	97,722	1,00 %
2100	20,0 %	393,090663	0,32 %	157,82	0,62 %	135,5061	0,62 %	92269	0,70 %	360,336	0,33 %	182,28	0,59 %	141,5918	0,59 %	90242	0,68 %	97,804	0,97 %
2200	20,0 %	393,547924	0,32 %	164,231	0,60 %	141,6894	0,60 %	96592	0,68 %	360,44	0,33 %	186,291	0,57 %	151,4099	0,57 %	94525	0,66 %	97,86	0,94 %
2300	20,0 %	393,440537	0,32 %	170,556	0,58 %	148,0738	0,58 %	100915	0,66 %	360,018	0,33 %	191	0,55 %	158,4651	0,55 %	98814	0,64 %	97,918	0,92 %
2400	20,0 %	393,234423	0,32 %	177,46	0,56 %	154,515	0,56 %	105248	0,64 %	359,649	0,34 %	196,189	0,53 %	165,5188	0,53 %	103106	0,63 %	97,965	0,90 %
2500	20,0 %	394,138554	0,31 %	183,242	0,54 %	160,5413	0,54 %	109603	0,63 %	360,358	0,33 %	201,373	0,51 %	172,0954	0,51 %	107415	0,61 %	98,004	0,88 %
2600	20,0 %	392,952099	0,32 %	191,063	0,52 %	167,4187	0,52 %	113964	0,61 %	358,88	0,34 %	207,865	0,49 %	179,7429	0,49 %	111728	0,60 %	98,038	0,85 %
2700	20,0 %	392,78409	0,32 %	196,516	0,51 %	173,9195	0,51 %	118330	0,60 %	358,299	0,34 %	214,308	0,48 %	186,9944	0,48 %	116048	0,59 %	98,072	0,84 %
2800	20,0 %	392,487909	0,32 %	202,039	0,50 %	179,2772	0,50 %	122704	0,59 %	357,819	0,34 %	221,068	0,47 %	194,2127	0,47 %	120366	0,57 %	98,094	0,82 %
2900	20,0 %	391,370736	0,32 %	210,992	0,48 %	187,4747	0,48 %	127102	0,57 %	356,605	0,34 %	228,608	0,45 %	201,8997	0,45 %	124705	0,56 %	98,114	0,80 %
3000	20,0 %	393,263868	0,32 %	215,495	0,47 %	192,3595	0,47 %	131036	0,57 %	358,578	0,34 %	233,722	0,44 %	207,0286	0,44 %	128580	0,56 %	98,126	0,79 %

VAKIOMOMENTTI 20%															
Jämnitereservi +1	Vaihtosuuntaaja	Tulo					Lähtö					Komponentit			
		L_v [A]	U_v [V]	L_v [A]	U_v [V]	P_v [W]	L_s [A]	U_s [V]	L_s [A]	U_s [V]	P_s [W]	L_sq [A]	P_vs [W]	Effic. [%]	k=2
n [rpm]	T/T_N [%]	k=2	k=2	k=2	k=2	k=2	k=2	k=2	k=2	k=2	k=2	k=2	k=2	k=2	
1500	20,0 %	392,61976	115,309319	100,3191	68220,74	360	191,7125	106,0738	66141,09	96,952	608,141	227,3728	371,0999	300	873,0366
1600	20,0 %	391,836611	122,996607	107,007	72623,64	360	188,8027	113,1454	70550,5	97,145	611,0538	242,3376	371,0538	300	848,6983
1800	20,0 %	390,664495	138,371182	120,3829	81457,2	360	187,538	127,2886	79369,31	97,437	617,4431	272,5221	371,6147	300	826,3094
1900	20,0 %	390,221898	146,05847	127,0709	85885,19	360	188,729	134,3602	83778,72	97,547	620,9196	287,7403	372,1975	300	825,653
2000	20,0 %	389,849847	153,745758	133,7588	90319,26	360	190,8934	141,4318	88188,12	97,640	624,584	303,042	372,8458	300	830,6699
2100	20,0 %	389,534946	161,433046	140,4468	94758,62	360	193,8863	148,5034	92597,53	97,719	628,4364	318,4266	373,6642	300	840,5685
2200	20,0 %	389,266806	169,120334	147,1347	99202,61	360	197,5867	155,5749	97006,93	97,787	632,4767	333,894	374,6013	300	854,9989
2300	20,0 %	389,037298	176,807622	153,8226	103650,7	360	201,8947	162,6465	101416,3	97,844	636,7049	349,4438	375,6483	300	872,5297
2400	20,0 %	388,840021	184,49491	160,5106	108102,4	360	206,728	169,7181	105825,7	97,894	641,121	365,076	376,7987	300	893,63
2500	20,0 %	388,669894	192,182198	167,1985	112557,4	360	212,0197	176,7897	110235,2	97,937	645,7251	380,7904	378,0477	300	917,6541
2600	20,0 %	388,522869	199,869486	173,8865	117015,4	360	217,7159	183,8613	114644,6	97,974	650,517	396,5868	379,3921	300	944,3288
2700	20,0 %	388,395699	207,556774	180,5744	121476,2	360	223,774	190,9329	119054	98,006	655,4969	412,4653	380,8298	300	973,444
2800	20,0 %	388,285773	215,244061	187,2623	125939,7	360	230,1613	198,0045	123463,4	98,034	660,6647	428,4258	382,3596	300	1004,844
2900	20,0 %	388,190989	222,931349	193,9503	130405,7	360	236,8533	205,0761	127872,8	98,058	666,0204	444,4682	383,9817	300	1038,422
3000	20,0 %	388,109655	230,618637	200,6382	134874,2	360	243,8334	212,1477	132282,2	98,078	671,5641	460,5924	385,6968	300	1074,115

Liite C: Vakiomomentti 50 % -Tulokset

Mittausarvon oikealla puolella (k=2) on esitetty mittauksen suhteellinen mit-
tausepävarmuus 95 %:n luottamusvälillä.

VAKIOMOMENTTI 50%																
Tulo							Lähtö									
Mittausarvot							Mittausarvot									
n [rpm]	T/T _N [%]	U _v [V]	I _v [A]	I _{vl} [A]	P _v [W]	k=2	U _s [V]	I _s [A]	I _{sl} [A]	P _s [W]	k=2	L _{sq} [A]	P _s [W]	k=2	Effic. [%]	k=2
1500	50,0 %	399,3486	271,2	0,40 %	238,2167	0,40 %	364,408	0,33 %	307,814	0,38 %	161470	0,38 %	161470	0,50 %	97,993	0,72 %
1700	50,0 %	399,4646	303,711	0,37 %	269,48	0,37 %	363,512	0,33 %	334,751	0,35 %	182893	0,35 %	182893	0,48 %	98,088	0,68 %
1900	50,0 %	398,6938	338,026	0,34 %	302,3103	0,34 %	361,75	0,33 %	369,476	0,32 %	204881	0,32 %	204881	0,46 %	98,136	0,65 %
2100	50,0 %	398,3544	371,971	0,32 %	334,8981	0,32 %	360,809	0,33 %	408,71	0,30 %	226817	0,30 %	226817	0,45 %	98,156	0,63 %
2300	50,0 %	398,1898	406,717	0,30 %	367,7033	0,30 %	360,027	0,33 %	451,926	0,28 %	248924	0,28 %	248924	0,44 %	98,15	0,61 %
2500	49,7 %	398,0824	439,775	0,28 %	399,1734	0,28 %	359,397	0,34 %	499,607	0,27 %	270073	0,27 %	270073	0,43 %	98,122	0,60 %
2700	45,6 %	398,0963	435,791	0,28 %	394,9639	0,28 %	359,678	0,34 %	499,513	0,27 %	267207	0,27 %	267207	0,43 %	98,11	0,60 %

VAKIOMOMENTTI 50%																
Tulo							Lähtö									
Laskentamalli							Laskentamalli									
n [rpm]	T/T _N [%]	U _v [V]	I _v [A]	I _{vl} [A]	P _v [W]	k=2	U _s [V]	I _s [A]	I _{sl} [A]	P _s [W]	k=2	L _{sq} [A]	P _s [W]	k=2	Effic. [%]	k=2
1500	50,0 %	388,1321	288,733	250,7978	168602,5	360	324,6259	265,1846	165352,7	98,073	719,13	584,14	405,41	300	1541,043	
1700	50,0 %	387,8404	326,7097	284,2375	190939,1	360	352,6337	300,5425	187399,8	98,146	756,72	669,04	415,94	300	1697,676	
1900	50,0 %	387,7066	365,1462	317,6772	213329	360	386,0036	335,9004	209446,8	98,180	799,00	755,99	428,75	300	1898,441	
2100	50,0 %	387,681	403,5826	351,1169	235769,1	360	423,8463	371,2584	231493,8	98,187	845,98	844,98	443,94	300	2140,371	
2300	50,0 %	387,7432	442,0191	384,5566	258264,7	360	466,3689	406,6163	253540,9	98,171	897,66	936,01	461,83	300	2428,35	
2500	49,7 %	387,8842	477,5728	415,4883	279139,7	360	511,5201	439,3224	273934,4	98,135	949,64	1022,03	481,57	300	2752,081	
2700	45,6 %	387,9394	473,2294	411,7096	276640,3	360	512,3608	435,327	271443	98,121	943,07	1011,43	480,92	300	2761,851	

Liite D: Täysmomentti 100 % -Tulokset

Mittausarvon oikealla puolella (k=2) on esitetty mittauksen suhteellinen mit-
tausepävarmuus 95 %:n luottamusvälillä.

TÄYSMOMENTTI																			
Tulo										Lähtö									
Mittausarvot										Mittausarvot									
Jännitereservi +1	T/T _N [%]	U _v [V]	I _v [A]	L _v [A]	k=2	L _{v1} [A]	I _{v1} [A]	k=2	P _v [W]	U _s [V]	k=2	I _s [A]	k=2	L _{sq} [A]	k=2	P _s [W]	k=2	Effic. [%]	k=2
Vaihtosuuntaaja	83,6 %	395,3943	438,982	0,28 %	403,9288	0,28 %	276640	0,42 %	354,374	0,34 %	499,265	0,27 %	442,5036	0,27 %	271605	0,43 %	98,18	0,60 %	
1500	78,6 %	395,202	440,074	0,28 %	404,9868	0,28 %	277234	0,42 %	354,374	0,34 %	499,116	0,26 %	443,4496	0,26 %	272185	0,43 %	98,179	0,60 %	
1600	66,0 %	394,5179	439,746	0,28 %	404,641	0,28 %	276511	0,42 %	353,999	0,34 %	499,008	0,27 %	442,7498	0,27 %	271469	0,43 %	98,177	0,60 %	
2000	62,7 %	394,7517	438,148	0,28 %	403,6052	0,28 %	275969	0,42 %	354,121	0,34 %	498,986	0,27 %	441,7323	0,27 %	270938	0,43 %	98,177	0,60 %	
2100	59,5 %	395,5432	437,206	0,28 %	402,6483	0,28 %	275860	0,42 %	354,947	0,34 %	499,024	0,27 %	440,5299	0,27 %	270833	0,43 %	98,177	0,60 %	
2200	56,6 %	395,4133	436,165	0,28 %	401,3777	0,28 %	274906	0,42 %	354,94	0,34 %	499,054	0,27 %	439,0078	0,27 %	269890	0,43 %	98,175	0,60 %	
2300	54,0 %	394,8019	434,534	0,28 %	399,6375	0,28 %	273304	0,42 %	354,348	0,34 %	499,083	0,27 %	437,1468	0,27 %	268299	0,43 %	98,169	0,60 %	
2400	51,5 %	395,7598	432,658	0,28 %	398,1451	0,28 %	272933	0,42 %	355,351	0,34 %	499,084	0,27 %	435,311	0,27 %	267928	0,43 %	98,166	0,60 %	
2500	49,1 %	395,2228	430,262	0,28 %	396,1705	0,28 %	271206	0,42 %	354,882	0,34 %	499,145	0,27 %	433,1081	0,27 %	266220	0,43 %	98,162	0,60 %	
2600	47,1 %	395,8446	427,713	0,28 %	394,271	0,28 %	270338	0,42 %	355,56	0,34 %	499,188	0,27 %	430,8791	0,27 %	265357	0,43 %	98,157	0,61 %	
2700	45,1 %	394,2702	424,423	0,28 %	393,6993	0,28 %	268867	0,42 %	355,675	0,34 %	499,206	0,27 %	428,3787	0,27 %	263903	0,43 %	98,154	0,61 %	
2800	43,1 %	394,1334	421,898	0,29 %	391,4712	0,29 %	267253	0,43 %	355,725	0,34 %	499,227	0,27 %	425,7208	0,27 %	262301	0,43 %	98,147	0,61 %	
2900	41,4 %	394,2338	419,709	0,29 %	389,0732	0,29 %	265683	0,43 %	355,922	0,34 %	499,297	0,27 %	422,9595	0,27 %	260743	0,43 %	98,141	0,61 %	
3000	38,9 %	394,2581	406,21	0,29 %	376,5102	0,29 %	257119	0,43 %	356,201	0,34 %	482,472	0,28 %	409,0542	0,28 %	252369	0,44 %	98,153	0,61 %	

TÄYSMOMENTTI																			
Tulo										Lähtö									
Laskentamalli										Laskentamalli									
Jännitereservi +1	T/T _N [%]	U _v [V]	I _v [A]	L _v [A]	k=2	L _{v1} [A]	I _{v1} [A]	k=2	P _v [W]	U _s [V]	k=2	I _s [A]	k=2	L _{sq} [A]	k=2	P _s [W]	k=2	Effic. [%]	k=2
Vaihtosuuntaaja	20,0 %	387,8034	481,993	419,3339	281664,5	360	508,3627	443,3886	276469,8	98,156	956,3844	1032,844	481,5595	300	2723,98	300	2723,98	300	2723,98
1500	20,0 %	387,7905	483,3767	420,5377	282463,7	360	508,4488	444,6615	277263,5	98,159	958,5083	1036,235	481,8736	300	2723,657	300	2723,657	300	2723,657
1800	20,0 %	387,7826	481,993	419,3339	281649,4	360	506,5114	443,3886	276469,8	98,161	956,3844	1032,844	481,0207	300	2709,401	300	2709,401	300	2709,401
1900	20,0 %	387,791	481,993	419,3339	281655,6	360	507,2636	443,3886	276469,8	98,159	956,3844	1032,844	481,2394	300	2715,322	300	2715,322	300	2715,322
2000	20,0 %	387,7998	480,2633	417,8291	280651,2	360	506,4936	441,7975	275477,6	98,157	953,738	1028,609	480,6555	300	2710,515	300	2710,515	300	2710,515
2100	20,0 %	387,8123	478,6105	416,3912	279694,4	360	506,1202	440,2771	274529,6	98,153	951,2182	1024,566	480,2043	300	2708,777	300	2708,777	300	2708,777
2200	20,0 %	387,8296	477,3806	415,3211	278988	360	506,5337	439,1456	273824,1	98,149	949,3486	1021,56	480,0702	300	2712,922	300	2712,922	300	2712,922
2300	20,0 %	387,8471	475,0744	413,3147	277652,8	360	505,9867	437,0242	272501,3	98,145	945,8561	1015,928	479,4364	300	2710,295	300	2710,295	300	2710,295
2400	20,0 %	387,8646	471,8073	410,4723	275755,8	360	504,5347	434,0187	270627,3	98,140	940,9374	1007,963	478,3468	300	2701,261	300	2701,261	300	2701,261
2500	20,0 %	387,8925	470,6926	409,5026	275124,1	360	505,9447	432,9934	269987,9	98,133	939,267	1005,25	478,5284	300	2713,145	300	2713,145	300	2713,145
2600	20,0 %	387,9184	468,0405	407,1953	273592,2	360	505,7391	430,5537	268466,7	98,127	935,3085	998,7992	477,9308	300	2713,455	300	2713,455	300	2713,455
2700	20,0 %	387,9409	463,851	403,5503	271158,9	360	503,7793	426,6996	266063,6	98,121	929,1008	988,6284	476,5197	300	2701,122	300	2701,122	300	2701,122
2800	20,0 %	387,9741	461,4679	401,4771	269788,9	360	504,388	424,5074	264696,6	98,112	925,5947	982,8546	476,2195	300	2707,628	300	2707,628	300	2707,628
2900	20,0 %	387,9601	448,5532	390,2413	262229,1	360	490,8948	412,6272	257288,8	98,116	906,908	951,6946	469,8279	300	2611,869	300	2611,869	300	2611,869