

LAPPEENRANNAN TEKNILLINEN YLIOPISTO
SÄHKÖTEKNIIKAN OSASTO

DIPLOMITYÖ

SÄHKÖKÄYTTÖSIMULAATTORI JA SEN SUORITUSKYKY

Diplomityön aihe on hyväksytty Lappeenrannan teknillisen yliopiston sähkötekniikan osaston osastoneuvoston kokouksessa 12.10.2005.

Työn tarkastajana on toiminut professori Juha Pyrhönen.

Työn ohjaajana ja toisena tarkastajana on toiminut TkT Markku Niemelä.

Lappeenrannassa 28.12.2005

Lassi Aarniovuori
Korpimetsänkatu 6-8 A16
53850 Lappeenranta
puh. 040 769 3180

TIIVISTELMÄ

Tekijä: Lassi Aarniovuori

Työn nimi: Sähkökäyttösimulaattori ja sen suorituskyky

Osasto: Sähkötekniikan osasto

Vuosi: 2005

Paikka: Lappeenranta

Diplomityö. Lappeenrannan teknillinen yliopisto.

81 sivua, 48 kuvaa, 8 taulukkoa ja 4 liitettä.

Tarkastajat: Professori Juha Pyrhönen

TkT Markku Niemelä

Hakusanat: oikosulkumoottorikäyttö, simulointi, numeerinen integrointi, DTC

Erilaisten simulaatioiden tekeminen tutkimustyössä on tärkeää. Simulaatioiden avulla voidaan vähentää prototyypitestauksen tarvetta. Diplomityössä on esitelty kehitettävää sähkökäyttösimulaattoria, jolla voidaan tarkastella erilaisten sähkökäyttöjen häviöiden muodostumista. Diplomityössä on keskitytty vertailemaan kehitettävän simulaattorin simulointituloksia todelliselta sähkökäytöltä mitattuihin suureisiin. Vertailun kohteena on taajuusmuuttajalla syötetty oikosulkumoottori, minkä virtojen ja jännitteiden vertailu on tehty aika- ja taajuustasossa.

ABSTRACT

Author: Lassi Aarniovuori

Title: Electric drive simulator and its performance

Department: Electrical Engineering

Year: 2005

Place: Lappeenranta

Master's thesis. Lappeenranta University of Technology.

80 pages, 47 figures, 7 tables and 4 appendixes

Examiners: Professor Juha Pyrhönen

D.Sc Markku Niemelä

Keywords: induction motor drive, simulation, numerical integration, direct torque control

In research work it is important to perform different kind of simulations. Prototype testing can be reduced with help of simulations. In this thesis is presented an electric drive simulator tool for power loss calculation. The tool is under development. In this thesis is focused to compare the differences between simulator and real drive system. Voltages and currents of an induction motor drive system are compared in time and frequency domain.

ALKUSANAT

Tämä diplomityö on tehty osana Lappeenrannan teknillisen yliopiston ja ABB:n Energiatehokkaat säädetyt sähkökäytöt –hanketta.

Työn ohjaamisesta ja tarkastamisesta sekä kaikista arvokkaista neuvoista työn aikana kiitän Markku Niemelää. Haluan kiittää professori Juha Pyrhöstä mahdollisuudesta tehdä diplomityö sähkötekniikan osastolla ja asiantuntevista kommentteista työhön liittyen.

Kiitokset saavat myös kaikki opiskelutoverini, joiden ansiosta opiskelu on ollut mielekästä ja hauskaa. Lopuksi haluan kiittää vaimoani Kirsiä sekä perheitämme pyyteettömästä tuesta opiskelun aikana.

Lappeenrannassa 28.12.2005

Lassi Aarniovuori

SISÄLLYSLUETTELO

KÄYTETYT MERKINNÄT JA LYHENTEET	6
1 JOHDANTO.....	9
1.1 Avaruusvektoriteorian perusteet.....	10
1.2. Koordinaatiston muunnokset.....	13
1.3 Suhteellisarvolaskenta	14
1.4 Oikosulkumoottori ja sen ohjaus	15
1.4.1 Oikosulkumoottorin toimintaperiaate.....	16
1.4.2 Oikosulkumoottorin ohjaus	16
1.4.3 Skalaariohjaus ja -säätö	18
1.4.4 Vektorisäätö.....	20
1.4.5 Suora vääntömomentin säätö.....	20
1.5 Integrointimenetelmät	35
1.5.1 Eulerin menetelmä.....	38
1.5.2 Implisiittinen Eulerin menetelmä	38
1.5.3 Trapetsimenetelmä	38
1.5.4 Modifiotu Eulerin menetelmä	38
1.5.5 Symmetrinen Eulerin menetelmä	39
1.5.6 Runge-Kutta-menetelmät	39
1.5.7 Adams-Bashforth-Moulton-menetelmä.....	40
1.6 Työn tavoitteet ja tulokset	41
2. SIMULOINTIYMPÄRISTÖ.....	42
2.1 Syöttöverkko, verkkosilta ja välipiiri	43
2.2 Moottorisilta	45
2.3 Analyyttinen moottorimalli	48
2.4 Säätöjärjestelmä.....	50
3 INTEGROINTIMENETELMIEN VERTAILU.....	52
4 SIMULAATTORIN JA TODELLISEN KÄYTÖN VERTAILU	61
4.1 Mittausjärjestelyt	61
4.2 Simulaattori	65
4.2.1 A/D-muunnoksen ja virranmittauksen viiveen vaikutus	68

4.3 Vertailu	69
4.3.1 40 hertsin mittauspisteen vertailu	70
4.3.2 25 hertsin mittauspisteen vertailu	75
4.3.3 Laboratoriomittauksissa syntyvien virheiden analysointia	81
5. YHTEENVETO	85
LÄHTEET	87

KÄYTETYT MERKINNÄT JA LYHENTEET

a	vaiheensiirto-operaattori
a, b, c	kerroin
C	kapasitanssi
e	lähdejännite
f	taajuus
h	askelpituus
I, i	virta
J	hitausmomentti
L	induktanssi
M	moottori
n	nopeus
p	napapariiluku
P	teho
s	Laplace-operaattori
t	aika
T	vääntömomentti
U	jännite
\hat{x}	huippuarvo
y, \mathbf{y}	muuttuja, muuttujavektori
$\cos \varphi$	tehokerroin

Kreikkalaiset kirjaimet

β_j	derivaattojen painokerroin
η	hyötysuhde
θ	kulma
κ	sektori
σ	kokonaishajaannuksen hajakerroin
τ	roottoriaikavakio
ψ	käämivuo
ω	kulmanopeus

Ω mekaaninen kulmanopeus

ϕ lisäysfunktio

Lyhenteet

DSP digitaalinen signaaliprosessori

DTC suora vääntömomentin säätö

int(x) kokonaisluku

RMS tehollisarvo

THD harmoninen kokonaissärö

p.u. per unit, suhteellisarvo

Ylä- ja alaindeksit

a vaihe A (U), akseli

A/D A/D-muunnettu

aj alempi haara, jonka diodi johtaa

b vaihe B (V)

B perusarvo

c vaihe C (W)

d vektorin reaali-osa roottorikoordinaatistossa, diodi

DC välipiiri

e sähköinen

ej haara, jonka diodi ei johda

f taajuus

g yleinen koordinaatisto

m magnetointi

max maksimi

N, n nimellinen

q vektorin imaginääriosa roottorikoordinaatistossa

r roottori

ref ohjearvo

s staattori

t transistori

yj ylempi haara, jonka diodi johtaa

v	verkko
0	nollakomponentti
α	vektorin reaaliosa staattorikoordinaatistossa
β	vektorin imaginääriosa staattorikoordinaatistossa
σ	hajaannus

1 JOHDANTO

Luonnonvarojen väheneminen ja entistä ympäristöystävällisempi sähkön tuotanto nostaa käytettävän sähkön hintaa. Joidenkin arvioiden mukaan jopa 2/3 maailmassa tuotetusta sähköstä käytetään sähkömoottoreissa. Tyypillisesti teollisuuden sähkömoottorina toimii oikosulkumoottori, jonka pyörimisnopeutta säädetään taajuusmuuttajalla. Teollisuuden pyrkimys mahdollisimman suuriin voittoihin antaa pohjan mahdollisimman energiatehokkaan sähkökäytön suunnitteluun ja käyttöön. Tämä diplomityö on tehty osana Lappeenrannan teknillisen yliopiston ja ABB:n Energiatehokkaat säädetyt sähkökäytöt -hanketta, jossa on tavoitteena kehittää sähkökäyttösimulaattori, jolla voidaan tarkastella erilaisten sähkökäyttöjen häviöiden muodostumista. Taajuusmuuttajan tehohäviöihin on keskitytty Tommi Tiihosen diplomityössä (Lappeenranta, 2005), joten niitä ei tässä työssä käsitellä. Moottorin häviöt on tarkoitettu mallintaa FEM-pohjaisella mallilla, jota ei tämän diplomityön puitteissa ollut käytettävissä. Moottorin häviöiden tiedetään riippuvan voimakkaasti syöttöjännitteen yliaaltosisällöstä, joten taajuusmuuttajamallin tulee muodostaa spektriltään ja amplitudiltaan mahdollisimman todenmukaista jännitettä. Taajuusmuuttajan jännite muodostuu säädön antamista kytkinohjeista, joten myös säädön on vastattava todellista säätöä mahdollisimman hyvin. Tässä työssä on keskitytty vertailemaan simulaattorin, ja todellisen käytön sähköisiä suureita staattisessa tilanteessa, mikä häviöiden kannalta on yleensä keskeisintä.

Tässä luvussa on esitelty teoriaa, jota tarvitaan sähkömoottorikäytön simuloinnin ja teorian ymmärtämiseen. Avaruusvektoriteorian perusteet on esitetty luvussa 1.1, koska vaihtosähkökoneiden toiminnan analysoinnissa, säätöjen suunnittelussa ja simuloinnissa käytetään usein avaruusvektoriteoriaa. Vaihtosähkökoneiden mallinnuksessa ongelmana ovat kolmivaiheverkon kolme vaihetta, joiden jännitteiden ja virtojen yhtäaikainen ajattelu on vaikeaa. Yhtälöistä tulee raskaita ja suureet riippuvat ajasta. Avaruusvektoriteoriassa vaihesuureista muodostetaan kompleksilukuina esitettäviä vektoreita. Luvussa 1.2 on esitelty koordinaatiston muunnoksia, joita tarvitaan avaruusvektoreiden esittämiseksi sellaisessa koordinaatistossa, jossa yhtälöt tulevat mahdollisimman yksinkertaisiksi. Luku 1.3

käsittelee suhteellisarvoja, joita käytetään mm. säätöjärjestelmissä. Varsinkin tahtikoneiden yhteydessä käytetään usein suhteellisarvoja ja niiden käytöllä saavutetaan joitakin etuja. Suhteellisarvoista nähdään heti, mikä on jonkin parametrin suhteellinen suuruusluokka. Luvussa 1.4 esitellään oikosulkumoottorin toiminnan ja ohjauksen periaatteet. Luvussa käsitellään hieman laajemmin suoraa vääntömomentin säätöä, koska sitä käytetään taajuusmuuttajan säätönä vertailuja suoritettaessa. Luvussa 1.5 on esitelty numeerista integrointia, jota tarvitaan simulaatiomallien laskemiseen niin simulaattoreissa kuin todellisissa säädöissäkin.

Luvussa 2 on esitelty simulointiympäristö matemaattisien kaavojen ja lohkokaaavioiden avulla. Integrointimenetelmien tarkkuutta vertailtiin *RLC*-piirin kuvaavia yhtälöitä integroimalla. Integrointimenetelmien vertailu on esitetty luvussa 3. Luvussa 4 on vertailtu kehitettävän simulaattorin ja todellisen sähkökäytön virtojen ja jännitteiden käyrämuotoja sekä spektrejä.

1.1 Avaruusvektoriteorian perusteet

Yksivaiheiset koneiden sijaiskytkennän pätevät vain syötettäessä konetta sinimuotoisella virralla stationäärisessä tilassa. Sähkökoneiden dynaamisen käyttäytymisen tarkasteluun käytetään avaruusvektoriteoriaa, jonka Kovács ja Ráczi esittivät jo 1954 tutkiakseen transienttitilanteita vaihtovirtakoneissa. Vaikka avaruusvektoriteoria on kehitetty vaihtovirtakoneiden tarkasteluun, ovat avaruusvektorit erittäin käytännöllisiä analysoidessa ja mallinnettaessa mitä tahansa useampivaiheista jännite-, virta- tai käämivuojärjestelmää (Niiranen, 2000; Pöllänen, 2003).

Avaruusvektoriteoriassa oletetaan vuontiheyden ilmavälissä olevan sinimuotoinen, magnetointipiirin kyllästys oletetaan vakioksi ja rautahäviöt oletetaan nollassi. Lisäksi resistanssien ja induktanssien oletetaan olevan taajuudesta ja lämpötilasta riippumattomia vakioita. Avaruusvektoriteoriassa kuvataan uriin jaetut käämit tai napakäämit magneettiakseleille keskitetyillä sauvamaisilla käämeillä. Keskitetyt käämit sijaitsevat 120 sähköasteen päässä toisistaan ja niiden jokaisen oletetaan

muodostavan sinimuotoinen magnetomotorisen voiman jakauma, jonka huipun kohta yhtyy magneettiakselin suuntaan. (Vas, 1998; Pyrhönen, 2003).

Tarkastelemalla yleistä kolmivaiheista järjestelmää, joka pyörii kulmataajuudella ω ja jonka vaihesuureiden hetkellisarvot voidaan kirjoittaa

$$x_a(t) = \hat{x}_a \cos(\theta(t) + \phi_a(t)), \quad (1.1)$$

$$x_b(t) = \hat{x}_b \cos(\theta(t) - 2\pi/3 + \phi_b(t)), \quad (1.2)$$

$$x_c(t) = \hat{x}_c \cos(\theta(t) - 4\pi/3 + \phi_c(t)), \quad (1.3)$$

missä \hat{x} on vaihesuureen huippuarvo ja vaihekulma

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \theta(0). \quad (1.4)$$

Tällainen kolmivaiheinen järjestelmä voidaan kuvata avaruusvektoriteorian avulla kompleksilla avaruusvektorilla $\mathbf{x}^s(t)$ ja reaalilla nollajärjestelmän komponentilla $\mathbf{x}_0(t)$, jotka määritellään

$$\mathbf{x}^s = c[x_a(t) + ax_b(t) + a^2x_c(t)] \text{ ja} \quad (1.5)$$

$$\mathbf{x}_0 = c_0[x_a(t) + x_b(t) + x_c(t)], \quad (1.6)$$

missä vaiheensiirto-operaattori $a = e^{j2\pi/3}$. Tämä määritelmä soveltuu sähkökoneiden matemaattisessa käsittelyssä tarvittaville virtojen, jännitteiden ja käänivoiden vektoreille. Yläindeksi s tarkoittaa, että vektori on esitetty paikallaan pysyvässä staattoriin sidotussa $\alpha\beta$ -koordinaatistossa, jonka reaaliakselin suunta on a-vaiheen magneettiakselin suunta. Kertoimet c ja c_0 ovat skaalauskerroimia. Yleensä kertoimiksi valitaan $c = 2/3$ ja $c_0 = 1/3$, jolloin avaruusvektorin itseisarvo on vaihesuureen huippuarvon suuruinen. Myös muita skaalauskerroimien arvoja käytetään kirjallisuudessa, mutta haittana on, ettei silloin voida käyttää suoraan tähtisijaiskytkennän arvoja. Esimerkiksi valitsemalla kertoimien arvoiksi $c = \sqrt{2/3}$ ja $c_0 = 1/\sqrt{3}$ saadaan tehoinvariantti määritelmä avaruusvektorille, jolloin

jännitevektorin itseisarvo vastaa symmetrisessä kolmivaihejärjestelmässä pääjännitteen tehollisarvoa.

Käytettäessä yhtälössä (1.5) skaalauskerroimen arvoa $c = 2/3$ voidaan vaihesuureen hetkellisarvo määrittää summana nollakomponentista ja avaruusvektorin projektiosta kunkin vaihekään suunnalle. Tämä voidaan esittää matemaattisessa muodossa

$$x_a(t) = \operatorname{Re}\{\mathbf{x}^s(t)\} + x_0(t), \quad (1.7)$$

$$x_b(t) = \operatorname{Re}\{a^{-1}\mathbf{x}^s(t)\} + x_0(t) \text{ ja} \quad (1.8)$$

$$x_c(t) = \operatorname{Re}\{a^{-2}\mathbf{x}^s(t)\} + x_0(t). \quad (1.9)$$

Sähkökoneiden säätöjärjestelmien signaaliprosessorit käsittelevät kompleksilukuja komponenttimuodossa, jolloin vektorit on jaettava reaali- ja imaginääriosiinsa. Tällaisesta mallista käytetään nimeä kaksiakseliesitys. Kompleksinen avaruusvektori \mathbf{x}^s voidaan esittää komponenttimuodossa $\mathbf{x}^s = x_a(t) + jx_b(t)$ staattoriin sidotussa koordinaatistossa käyttämällä ns. $3 \rightarrow 2$ muunnosta, joka matriisimuodossa on

$$\begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_0(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix}. \quad (1.10)$$

Vastaavasti saadaan muunnos kaksivaihekomponenteista kolmivaiheverkon hetkellisuureisiin eli ns. $2 \rightarrow 3$ muunnos, joka on matriisimuodossa

$$\begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_0(t) \end{bmatrix}. \quad (1.11)$$

Kun vaihevirit ovat sinimuotoisia ja amplitudiltaan yhtä suuria, voidaan piirtämällä vektori peräkkäisinä ajanhetkinä todeta vektorin pyörivän ympäri tasaisella nopeudella kompleksitasossa. Tällöin myös vektorin pituus on vakio ja yhtä suuri,

kuin vaihevirran huippuarvo. Symmetrisessä kolmivaihejärjestelmässä vaihevirtojen hetkellisarvojen summa on

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0, \quad (1.12)$$

jolloin nollakomponenttia ei tarvitse ottaa huomioon avaruusvektoriesityksessä. (Pöllänen, 2003).

1.2. Koordinaatiston muunnokset

Simuloinneissa ja säätöjärjestelmissä tarvitaan koordinaatistojen muunnoksia. Matemaattisilla muunnoksilla yksinkertaistetaan ajasta riippuvia muuttujia sisältäviä yhtälöitä. Monesti on edullisempaa esittää avaruusvektorit jossakin muussa koordinaatistossa, kuin stationäärisessä staattorikoordinaatistossa. Käytettyjä koordinaatistoja ovat staattorikoordinaatiston lisäksi roottorikoordinaatisto, yleinen koordinaatisto tai johonkin käänmivuovektoriin sidottu koordinaatisto. Käytettäväksi koordinaatistoksi kannattaa valita sellainen, jossa yhtälöt muodostuvat mahdollisimman yksinkertaisiksi.

Muunnos staattorikoordinaatistosta yleiseen koordinaatistoon voidaan määrittellä

$$\mathbf{x}^g(t) = \mathbf{x}^s(t)e^{-j\theta_g(t)}, \quad (1.13)$$

missä θ_g on yleisen koordinaatiston pitkittäisen akselin ja $\alpha\beta$ -koordinaatiston reaaliakselin välinen kulma. Vektoria tarvitsee siis vain kääntää tarvittavaan suuntaan. Kulma voidaan määrittellä yhtälön (1.4) avulla, josta huomataan, ettei koordinaatiston kulmanopeuden tarvitse olla vakio. Siten koordinaatisto voi pyöriä halutulla tavalla $\alpha\beta$ -koordinaatistoon nähden. Jos kulmataajuus on yhtä suuri kuin kolmivaiheisen järjestelmän kulmataajuus, kutsutaan koordinaatistoa synkronikoordinaatistoksi, jota käytetään usein tahtikoneiden yhteydessä. Oikosulkumoottorien yhteydessä käytetään yleensä staattorikoordinaatiston lisäksi roottorikoordinaatistoa, jossa kulmataajuus on roottorin kulmataajuus. Pyörivää koordinaatistoa kutsutaan askelien mukaan myös dq-koordinaatistikoksi. Jos koordinaatiston kulmanopeus on vakio, voidaan muunnos $\alpha\beta$ -koordinaatiston ja dq-koordinaatiston välillä kirjoittaa

$$\mathbf{x}^g(t) = \mathbf{x}^s(t)e^{-j\omega t}. \quad (1.14)$$

Yleensä laskettaessa käytetään komponenttimuotoa

$$\mathbf{x}^g(t) = x_d(t) + jx_q(t), \quad (1.15)$$

missä d vastaa dq-koordinaatiston pitkittäistä akselia ja q poikittaista akselia. Matriisimuodossa muunnos $\alpha\beta$ -koordinaatiston ja dq-koordinaatiston välillä voidaan kirjoittaa

$$\begin{bmatrix} x_d(t) \\ x_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta(t) & \sin \theta(t) \\ -\sin \theta(t) & \cos \theta(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \end{bmatrix}. \quad (1.16)$$

Vastaavasti saadaan muunnos yleisestä koordinaatistosta stationääriseen koordinaatistoon

$$\mathbf{x}^s(t) = \mathbf{x}^g(t)e^{j\theta(t)} \quad (1.17)$$

tai suoraan

$$\mathbf{x}^s(t) = \mathbf{x}^g(t)e^{j\omega t}, \quad (1.18)$$

jos yleisen koordinaatiston kulmanopeus on vakio. Muunnos voidaan esittää matriisimuodossa komponenttien avulla

$$\begin{bmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta(t) & \sin \theta(t) \\ -\sin \theta(t) & \cos \theta(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d(t) \\ x_q(t) \end{bmatrix}. \quad (1.19)$$

Koska nollakomponentti on skalaarisuure, on se riippumaton käytetystä koordinaatistosta, eikä sitä tarvitse ottaa huomioon koordinaatistojen muunnoksissa. (Niiranen, 2000).

1.3 Suhteellisarvolaskenta

Sähkökoneitten parametrit ovat SI-yksiköissä erisuuria, eikä parametreja voida helposti vertailla erikokoisten koneitten kesken. Koneiden suureiden numeroarvot saadaan vertailukelpoisemmiksi, kun ne jaetaan nimellisarvoista riippuvalla perussuureella. Suhteellisarvot (eng. per unit, p.u.) ovat yksiköttömiä suhteellisia

arvoja, jotka määritellään perusarvojen avulla. IEC-60034 standardi määrittelee perusarvot vaihtosähkökoneen jännitteelle, virralle ja kulmataajuudelle ja -nopeudelle, joista voidaan johtaa perussuureet muille suureille. Jännitteen perusarvona käytetään staattorin nimellisvaihejännitteen huippuarvoa \hat{u}_n

$$U_B = \hat{u}_n = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U_N, \quad (1.20)$$

jossa U_N on nimellisen pääjännitteen tehollisarvo. Virran perusarvona käytetään staattorin nimellisvaihevirran huippuarvoa \hat{i}_n

$$I_B = \hat{i}_n = \sqrt{2} I_N, \quad (1.21)$$

jossa I_N on nimellisvaihevirran tehollisarvo. Kulmataajuudelle ja -nopeudelle käytetään

$$\omega_B = 2\pi f_N, \quad (1.22)$$

jossa f_N on nimellinen staattorin taajuus. Näistä perussuureista voidaan johtaa perussuureet muille suureille.

Sähkömoottorien simuloinnissa ja säätöjärjestelmissä käytetään usein suhteellisarvojärjestelmää, jossa aika ei ole suhteellinen, vaan todellinen sekunneissa ilmoitettava suure. Tällaisessa järjestelmässä ajan suhteen muuttuvat suureet pitää kertoa suhteellisella ajalla eli jakaa kulmataajuuden perusarvolla. (Niiranen, 2003).

1.4 Oikosulkumoottori ja sen ohjaus

Kolmivaiheiset induktiomootorit ovat epätahtikoneita. Ne toimivat synkronisen nopeuden alapuolella toimiessaan moottorina ja synkronisen nopeuden yläpuolella toimiessaan generaattorina. Oikosulkumoottorit ovat huomattavasti halvempia valmistaa verrattuna saman tehoiseen tahti- tai tasavirtakoneeseen. Moottoreina ne ovat kestäviä ja tarvitsevat vähän huoltoa. Oikosulkumoottorit ottavat suoraan verkkoon käynnistyessään suuren virran ja toimivat huonolla tehokertoimella pienellä kuormalla.

1.4.1 Oikosulkumoottorin toimintaperiaate

Oikosulkumoottorin rakenne on erittäin yksinkertainen. Staattorissa on normaali kolmivaiheinen käämitys, mutta roottorin käämitys koostuu yleensä urissa olevista sauvoista, jotka on päistään liitetty yhteen oikosulkurenkailla. Pienillä moottoreilla koko roottorin häkkikäämitys oikosulkurenkaineen tehdään kerralla valamalla alumiinista. Etenkin valettu rakenne on yksinkertainen ja halpa valmistaa.

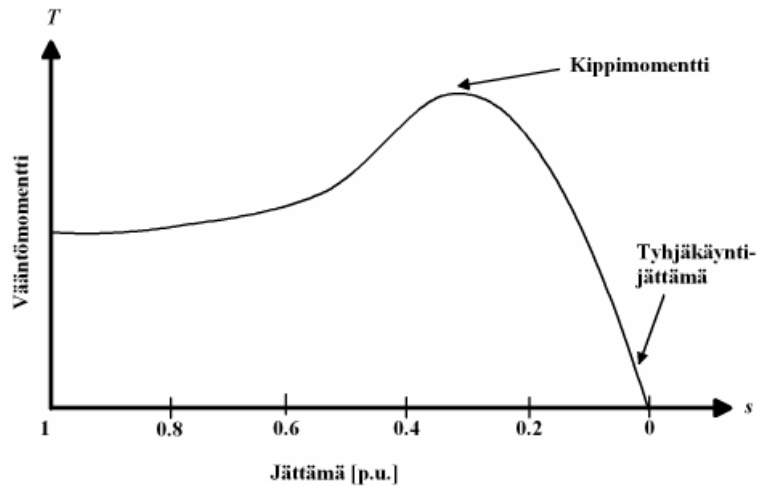
Oikosulkumoottori on yksinkertaisen rakenteensa takia yleinen moottorityyppi teollisuudessa. Syötettäessä epätahtimoottoria kolmivaiheisella virralla syntyy moottorin ilmväliin staattori- ja roottorikäämityksen yhteisvaikutuksesta pyörivä magneettikenttä. Koneen käydessä jättämällä magneettikentän vuoviivat leikkaavat roottorikäämin sauvoja. Roottorisauvoihin indusoituu sähkömotorinen voima, joka saa aikaan roottorivirran. Virran ja pyörivän magneettikentän yhteisvaikutuksesta syntyy sähköinen vääntömomentti. Vääntömomentti saa akselille kiinnitetyn roottorin pyörimään, kun sähköinen vääntömomentti on suurempi kuin jarruttava momentti. Roottorin nopeuden kasvaessa, roottorisauvojen ja magneettikentän nopeusero pienenee, jolloin roottorijännite ja taajuus pienentyvät. Roottori pyörii magneettikentän pyörimisnopeutta vastaavaa tahtinopeutta hitaammin, jonka takia oikosulkumoottoria kutsutaan epätahtimoottoriksi. Oikosulkumoottorin yksinkertaisesta rakenteesta huolimatta on sen tarkka nopeuden säätö vaativa tehtävä juuri jättämän takia. (Pyrhönen, 2003).

1.4.2 Oikosulkumoottorin ohjaus

Oikosulkumoottorin käyttöä teollisuudessa rajoittivat vielä 1980-luvulla huonot pyörimisnopeuden säätömahdollisuudet. Oikosulkumoottorin ohjaustapoja on useita erilaisia. Skalaariohjaus ja skalaarisäätö soveltuvat dynamiikaltaan vaatimattomiin käyttöihin, kuten pumppu ja puhallinkäyttöihin. Vektorisäädöllä ja suoralla vääntömomentinsäädöllä saadaan toteutetuksi varsin suorituskykyinen oikosulkumoottorikäyttö (Niiranen, 2000). Epätahtimoottorin pyörimisnopeuden riippuvuutta eri tekijöistä kuvaa yhtälö

$$n = \frac{f}{p} - \Delta n, \quad (1.23)$$

missä f on syöttöverkon taajuus, p on moottorin napapariluku ja Δn on jättämä. Epätahtikoneen tuottama vääntömomentti on verrannollinen jättämään. Kuvassa 1.1 on esitetty jättämän muuttuminen kuormitustilanteen mukaan.



Kuva 1.1. Vääntömomentti jättämän funktiona. Jättämän kasvaessa vääntömomentti kasvaa yhä hitaammin ja lopulta kääntyy laskuun. Vääntömomenttikäyrän maksimia kutsutaan kippimomentiksi ja maksimia vastaavaa jättämää kippijättämäksi.

Oikosulkumoottorin pyörimisnopeuteen voidaan yhtälön (1.23) mukaisesti vaikuttaa muuttamalla syöttävän vaihtosähkön taajuutta, käämityksen napalukua ja jättämäenergian säädön avulla. Jättämäenergiaa voidaan säätää esimerkiksi roottoriipiirin resistanssia muuttamalla. Roottoriipiirin resistanssia voidaan lisätä kytkemällä roottoriipiiriin liukurenkaiden avulla ulkoinen säädettävissä oleva vastus, jolloin jättämäteho kokonaisuudessaan muuttuu lämmöksi. Jättämäenergian säädön hyötysuhde ja säätöominaisuudet ovat huonot. Jättämäenergian säädössä kuormituksen muutos vaikuttaa voimakkaasti pyörimisnopeuteen, eikä tällä säätötavalla voida säätää nopeutta kuin nimellinopeudesta alaspäin. Samaan koneeseen voidaan rakentaa vain muutamia erilaisia napalukuja ja tällä säätötavalla ei siten saada kuin muutama erilainen synkroninen pyörimisnopeus. Tehoelektroniikan kehittymisen myötä oikosulkumoottoria ohjataan syöttämällä sitä taajuusmuuttajalla, jolloin moottorin syöttöjännitteen taajuutta ja amplitudia voidaan muuttaa hallitusti. Taajuusmuuttajakäytöissä toimitaan alueella, jossa

vääntömomentin ja jättämän muutoksien suhde pysyy likipitään vakiona. (Aura et al., 1986).

Kaikissa moottorin ohjaustavoissa on tarkoituksena ohjata oikea teho syöttöverkosta moottorin akselille. Kolmivaiheisen vaihtovirran teho P_v voidaan yleisesti kirjoittaa

$$P_v = 3UI \cos \varphi, \quad (1.24)$$

missä U on jännite, I virta ja $\cos \varphi$ tehokerroin. Moottorin akseliteho P_a voidaan esittää muodossa

$$P_a = \Omega T, \quad (1.25)$$

missä Ω on akselin kulmanopeus ja T vääntömomentti. Jotta moottorin akselille saadaan siirrettyä oikea teho, on kulmanopeutta tai vääntömomenttia säädettävä. Säädetäviä nimitetään pyörimisnopeuden tai vääntömomentin säädöksi. Pyörimisnopeuden säädössä moottorin kuorma määrää vääntömomentin suuruuden ja vastaavasti vääntömomentin säädössä kuorma määrää pyörimisnopeuden suuruuden.

1.4.3 Skalaariohjaus ja -säätö

Skalaariohjauksessa ei ole varsinaista takaisinkytkentää eikä nopeus- tai vääntömomenttisäätöä. Käytön nopeustarkkuuden määrää jättämän suuruus. Oikosulkumoottorin jättämä on kuitenkin verrattain pieni ja skalaariohjaus soveltuu moniin käytännön sovelluksiin. Jännitevälipiiri-taajuusmuuttajan syötetyn oikosulkumoottorin skalaariohjaus perustuu jänniteyhtälöön pysyvyystilassa

$$u_{s,\text{ref}} = R_s i_s + \omega_{\text{ref}} \psi_{s,\text{ref}}, \quad (1.26)$$

jossa staattorin jännitehäviön oletetaan olevan likimain staattorin indusoituvan liikejännitteen suuruinen. Käytännössä resistiivisen termin vaikutus on pieni toimittaessa suuremmilla nopeuksilla, joten resistiivistä lisätermiä käytetään vain 10...15 % nopeuksille saakka. Kentänheikennys voidaan toteuttaa rajoituslohkolla, joka rajoittaa modulaattorille menevän jänniteohjeen nimellisjännitteen suuruiseksi. Taajuusohje saadaan yksinkertaisesti

$$f_{s,\text{ref}} = \frac{\omega_{\text{ref}}}{2\pi} \quad (1.27)$$

eli taajuus on suoraan verrannollinen nopeusohjeeseen. Ainut mittaustieto moottorilta on yleensä virranmittaus, jota tarvitaan moottorin tai taajuusmuuttajan ylivirran estämiseksi. Varsinkin kentänheikennyksessä taajuuden ohjearvon askelmainen kasvattaminen voi johtaa jättämän kasvamiseen kippivääntömomenttia vastaavaan arvoon, jolloin kone joutuu epästabiilille alueella ja aiheuttaa ylivirtalaukaisun. Ylivirtalaukaisun estämiseksi taajuusohjetta alennetaan virran ylittäessä maksimirajan ja ohjeen muutosnopeutta rajoitetaan kiihdytyksessä ja jarrutuksessa. Taajuusohjetta voidaan lisäksi muuttaa staattorivirtaan verrannollisen termin avulla, jolloin tavoitteena on korjata jättämän vaikutus pyörimisnopeuteen.

Skalaarisäätö on taajuussäätö, joka koostuu nopeussäätäjän ja vääntömomenttisäätäjän kaskadikytkennästä. Kuten skalaariohjauskin, skalaarisäätö perustuu moottorin staattisen tilan tuntemiseen pysyvän tilan yhtälöiden mukaisesti. Skalaariohjauksesta saadaan skalaarisäätö lisäämällä takaisinkytkentätieto koneen nopeudesta ja virrasta. Vääntömomentin ohjaus perustuu epätahtikoneen vääntömomentin ja jättämän väliseen pysyvän tilan yhtälöistä johdettavissa olevaan riippuvuuteen

$$T = \frac{3}{2} p \frac{\omega_r \psi_r^2}{R_r}, \quad (1.28)$$

missä $\omega_r = 2\pi(f_s - pn)$ on jättämäkulmataajuus eli roottorivirtojen kulmataajuus. ψ_r on roottorin käämivuo ($L_{r\sigma} \dot{i}_r + L_m \dot{i}_m$) ja R_r on roottorin resistanssi. Roottorin käämivuon ja resistanssin ollessa vakioita on moottorin tuottama vääntömomentti suoraan verrannollinen jättämäkulmataajuuteen, johon voidaan vaikuttaa moottorin syöttötaajuuden askelmaisella muutoksella tai muuttamalla kuormitusta.

Jättämänkompensoinnissa kohotetaan taajuusohjetta jättämää vastaavalla lisätermillä moottorin pätövirtaan verrannollisesti. Näin saadaan skalaarisäätöinen käyttö pyörimään likimäärin vakionopeudella kuormituksesta riippumatta.

Ohjauselektronikalle on kerrottava moottorin kilpiarvot ja niistä laskettu nimellisjättämä, joiden avulla kompensointi voidaan suorittaa.

1.4.4 Vektorisäätö

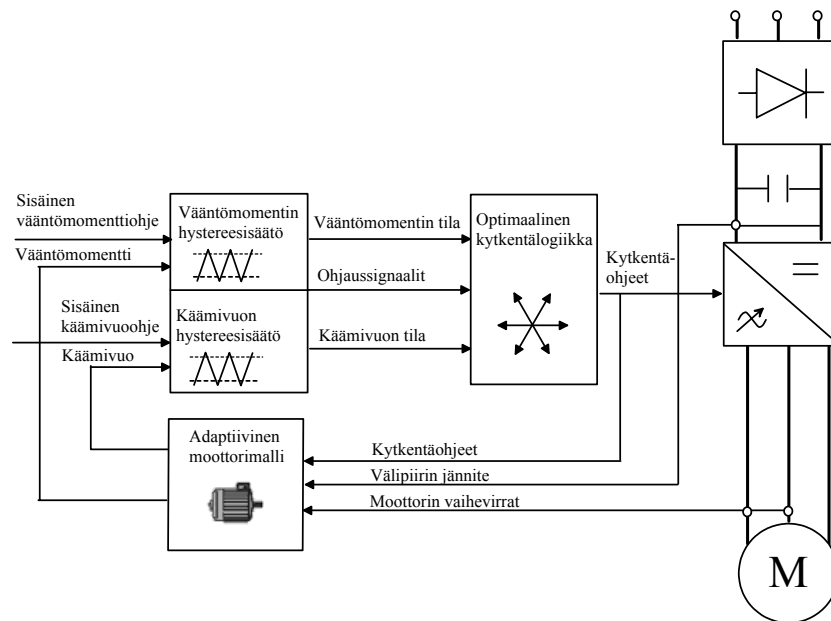
Vektorisäädöt perustuvat koneen dynaamisen tilan tuntemiseen. Vektorisäätö on oikosulkumoottorin magneettikenttäorientoitunut säätö. Vektorisäädössä käytetään kaksiakselimallia, joka voidaan toteuttaa staattori- tai roottorikoordinaatistossa tai johonkin käämivuovektoriin kiinnitetyn koordinaatiston yhtälöiden mukaisesti. Moottorimallin ja mittaustietojen avulla lasketaan tarvittavat ohjaussuureet. Vektorisäätö koostuu vääntömomentin säädöstä ja sitä ohjaavasta pyörimisnopeuden säädöstä. Epätahtikoneissa ei ole ulkoista magneetoivaa virtaa, kuten vierasmagnetoiduissa tasasähkö- tai tahtikoneissa, joten staattoriin on syötettävä sekä magnetoiva virta että vääntömomentin tuottava virta. Vektorisäädössä jaetaan koneen mitattu virta pitkittäiseen ja poikittaiseen komponenttiin. Pitkittäinen virtakomponentti i_d tuottaa koneen magnetoinnin ja siitä saadaan käämivuon oloarvo. Poikittainen komponentti i_q tuottaa koneen vääntömomentin ja siitä saadaan vääntömomentin oloarvo. Näin saadaan epätahtikoneelle tasavirtakoneen säätöominaisuudet eli voidaan säätää koneen magnetointia ja vääntömomenttia erikseen.

1.4.5 Suora vääntömomentin säätö

Suorassa vääntömomentin säädössä (eng. Direct Torque Control) säädetään suoraan sähkökoneen käämivuota ja sitä kautta vääntömomenttia. Suorasta vääntömomentin säädöstä käytetään lyhennettä DTC. DTC-tekniikka perustuu Depenbrockin esittämään Direkte Selbst Regelung -teoriaan (Depenbrock, 1987) ja Takahashin ja Noguchin esittämään uudenlaiseen oikosulkumoottorin säätömalliin (Takahashi et al. 1986). ABB on tutkinut tekniikkaa vuodesta 1988 alkaen ja tuonut markkinoille useita taajuusmuuttajamalleja sekä kaksi- että kolmitasotekniikalla (keskijännitekäyttö) toteutettuina, joiden toiminta perustuu DTC-tekniikkaan. ABB on soveltanut DTC-tekniikkaa oikosulkumoottoreiden lisäksi sekä vierasmagnetoiduille että kestopagnetoiduille tahtikoneille. Tässä luvussa esitetään laajahkosti DTC:n toimintaa, koska vertailtavan sähkökäyttösimulaattorin säätö pyrkii mallintamaan todellisen käytön säätöä. Vaativiin käyttökohteisiin soveltuvalla

vektorisäädöllä ja DTC:llä päästään keskenään hyvin lähellä oleviin suorituskykyarvoihin.

Suora vääntömomentin säätö koostuu kahdesta osasta, nopeuden säätösilmukasta ja vääntömomentin säätösilmukasta. Kuvassa 1.2 esitetty vääntömomentin säätösilmukka koostuu vääntömomentin ja vuon hystereesissäädöistä, adaptiivisesta moottorimallista ja optimaalisesta kytkentälogiikasta.



Kuva 1.2. Suoran vääntömomentin säädön ydin. Ydin sisältää vääntömomentin säätösilmukan, johon kuuluu adaptiivinen moottorimalli, vääntömomentin- ja käämivuon hystereesissäätö sekä optimaalinen kytkentälogiikka.

Suorassa vääntömomentin säädössä vähintään kaksi tai kaikki kolme moottorin vaihevirtaa ja välipiirin tasajännite mitataan. Mitatut suureet ja tehokytkimien asentotiedot viedään adaptiiviseen moottorimalliin. Ennen suoran vääntömomentin säädön käyttöönottoa syötetään moottorimalliin moottorin parametrit, jotka saadaan selvitettyä identifiointiajolla. Identifiointiajota kutsutaan myös säädön automaattiseksi viritykseksi. Identifiointiajossa selvitetään tarvittavat tiedot moottorista, kuten staattorin resistanssi, keskinäisinduktanssi, induktanssien kyllästymiskertoimet ja moottorin hitausmassa. Moottorin identifiointiajo voidaan suorittaa pyörittämättä moottorin akselia, mutta tarkempiin parametreihin päädytään pyörittämällä moottorin akselia muutaman sekunnin ajan. DTC:llä saavutetaan staattisessa tilassa parempi

kuin 0.5% nopeustarkkuus, joten useimmissa teollisuussovelluksissa ei tarvita takaisinkytkentätietoa akselin asennosta tai nopeudesta. Tällöin pyörimisnopeuden oloarvona käytetään moottorimallin laskemaa nopeuden estimaattia akselin nopeudesta. (ABB, 1999).

Adaptiivinen moottorimalli

Moottorimallin tarkkuus on olennaista säädön onnistumisen kannalta, koska takaisinkytkentätietoa moottorin akselilta ei välttämättä ole. Moottorimalli tuottaa estimaatit käänmivuovektoreille ja vääntömomentille hystereesisäätöä varten. Moottorimalli sisältää myös lämpötilamallin, joka on olennainen staattisen tilan nopeustarkkuuden takia. Staattorijännite lasketaan kytkinasentotietojen S_A, S_B, S_C ja välipiirissä vaikuttavan tasajännitteen U_{DC} avulla. Staattorijännitevektori voidaan suoraan laskea komponenttimuodossa staattorikoordinaatistossa

$$u_{sa} = \frac{2}{3} U_{DC} \left(S_A - \frac{1}{2} (S_B - S_C) \right) \text{ ja} \quad (1.29)$$

$$u_{s\beta} = \frac{\sqrt{3}}{3} U_{DC} (S_B - S_C). \quad (1.30)$$

Lähellä nollanopeutta toimittaessa on kuitenkin otettava huomioon invertterin epälineaarisuudet, kuten kuollut aika sekä DC-välipiirin ja tehokytkimien jännitehäviöt. Moottorin kahdesta mitatusta vaihevirrasta lasketaan kolmas vaihevirta tai se mitataan suoraan ja mitatut virrat muunnetaan staattorikoordinaatistoon. Staattorin käänmivuovektorin ψ_s määrittäminen perustuu staattorikäämiin kytketyn jännitteen vektorin u_s integrointiin staattorikoordinaatistossa, jossa otetaan huomioon staattorin resistiiviset jännitehäviöt

$$\psi_{s,est}^s = \int (u_s^s - R_s i_s^s) dt, \quad (1.31)$$

missä u_s^s on staattorijännitevektori, i_s^s staattorivirtavektori ja R_s staattorin resistanssi.

Yhtälö (1.31) voidaan jakaa komponenttimuotoon

$$\psi_{sa} = \int (u_{sa} - R_s i_{sa}) dt \quad (1.32)$$

$$\psi_{s\beta} = \int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \quad (1.33)$$

Resistiivinen jännitehäviö on pieni verrattuna staattorijännitteeseen, jolloin kytkinasennot voidaan päättää pelkän jännitetermin integraalin avulla ja korjata resistiivisten häviöiden vaikutus käämivuohon hitaammalla aikatasolla säästäten prosessorin laskenta-aikaa. Ongelmana on, että staattorikäämivuon estimointi toimii hyvin vain staattorin syöttötaajuuden ollessa suuri. Alhaisilla taajuuksilla estimointi toimii, kun nämä taajuudet ohitetaan suhteellisen nopeasti kuten esim. suunnanvaihdossa, Kun toimitaan vain muutaman hertsin taajuudella, koneen staattorijännite kuluu pääasiassa staattoriresistanssissa syntyvään jännitehäviöön. Staattorijännitteen perusaallon ja resistiivisen jännitehäviön ollessa lähellä toisiaan, perustuu käämivuoestimaatin laskenta kahden lähes yhtä suuren termin erotukseen. Pienikin virhe staattoriresistanssin arvossa tai mitatuissa virroissa ja jännitteissä johtaa integroituaan kasvavaan virheeseen käämivuossa. Kertyvä virhe aiheuttaa estimoidun käämivuoympyrän ajautumisen pois origokeskeiseltä radalta, siksi tarvitaan jokin käämivuoestimaattia korjaava menetelmä. Parannetun mittaustarkkuuden lisäksi on viime vuosien aikana kehitetty useita erilaisia menetelmiä käämivuoestimaatin korjaamiseen. (Niiranen, 2000).

Adaptiivinen moottorimalli laskee käämivuoestimaattien lisäksi pyörimisnopeuden nopeuden takaisinkytkentää varten. Tässä esitetty epätahtikoneen kaksiakselimalliin perustuva laskenta (Tiitinen et al., 1995) on altis parametrivaihteluille. Kehittyneempiä menetelmiä estimaattien laskemiseen on esitetty esimerkiksi lähteessä (Vas, 1998). Roottorikäämivuovektori voidaan laskea magnetointi-induktanssin L_m , staattorin kokonaisinduktanssin $L_s = L_{s\sigma} + L_m$, roottorin kokonaisinduktanssin $L_r = L_{r\sigma} + L_m$ sekä staattorivirran ja -käämivuon avulla. $L_{s\sigma}$ ja $L_{r\sigma}$ ovat staattorin ja roottorin hajainduktanssit. Roottorikäämivuo lasketaan

$$\psi_r = \frac{L_r}{L_m} (\psi_s^s - \sigma L_s i_s^s), \quad (1.34)$$

missä σ on kokonaishajaannuksen hajakerroin, joka määritellään

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}. \quad (1.35)$$

Roottorivuon komponenteista voidaan laskea roottorikäämivuon vektorin kulma

$$\theta_r = \arctan\left(\frac{\psi_\beta}{\psi_\alpha}\right). \quad (1.36)$$

Sähköinen taajuus ω_e on roottorin käämivuovektorin kulmamuutos ajan suhteen, joka saadaan laskettua derivoimalla roottorikäämivuon vektorin kulmaa

$$\omega_e = \frac{d\theta_r}{dt}. \quad (1.37)$$

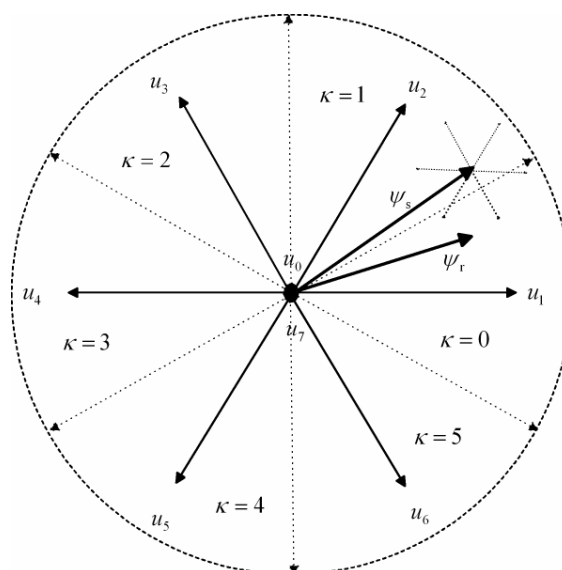
Moottorin mekaaninen pyörimisnopeus voidaan laskea yhtälöstä

$$\Omega_r = p\left(\omega_e - R_r \frac{T_e}{\psi_r^2}\right), \quad (1.38)$$

missä p on napapariluku, R_r on roottorin resistanssi ja T_e sähköinen vääntömomentti.

Kytkenohjeiden valintamenetelmä

Kytkenohjeet muodostetaan vääntömomentin ja käämivuon hystereesiasäätöjen sekä staattorivuoestimaatin sijainnin perusteella. Kaksitasoisessa kolmivaiheinvertterissä on 2^3 eli kahdeksan kytkinasentokombinaatiota, joilla voidaan muodostaa seitsemän erilaista jännitevektoria. Kuusi erisuuntaista, itseisarvoltaan yhtä suurta jännitevektoria $u_1 \dots u_6$ ja kaksi nollavektoria u_1 ja u_7 . Staattorin käämivuon integroituminen staattorijännitteestä mahdollistaa staattorikäämivuon siirtämisen haluttuun suuntaan nollasta poikkeavilla jännitevektoreilla. Kuvassa 1.3 on esitetty vuoympyrän jakaminen kuuteen eri sektoriin siten, että sektorien rajat puolittavat jännitevektorien väliset kulmat. Kuvaan on myös piirretty staattorikäämivuovektorin kärkeen suunnat, joihin vektoria voidaan ohjata.



Kuva 1.3 Staattori – ja roottorikäännevektorit. Vuoympyrän jakaminen kuuteen eri sektoriin κ . Kaksitasoisella kolmivaiheinverterillä muodostettavat jännitevektorit $\mathbf{u}_1 \dots \mathbf{u}_6$. (Pyrhönen, 2003)

Yhdistämällä vääntömomentin ja käännevuon hystereesissäädöt sekä tarkastelemalla staattorikäännevektorin sijaintia saadaan Takahashin nimityksen mukaisesti niin sanottu optimikäntötaulukko, joka on esitetty taulukkona 1.1. Optimikytkentätaulukko kertoo mikä jännitevektori pitää seuraavaksi valita mahdollisimman tasaisen käännevuoympyrän ja vääntömomentin aikaansaamiseksi ilman ylimääräisiä kytkinkäntöjä. Taulukossa on merkitty haluttua vääntömomentin muutosta merkinnällä dT_e ja haluttua käännevuon muutosta merkinnällä $d|\psi_s|$.

Taulukko 1.1 Optimikytkentätaulukko (Vas, 1998).

Käännevuon sijainti		$\kappa=0$	$\kappa=1$	$\kappa=2$	$\kappa=3$	$\kappa=4$	$\kappa=5$
$d \psi_s $	dT_e						
1	1	\mathbf{u}_2	\mathbf{u}_3	\mathbf{u}_4	\mathbf{u}_5	\mathbf{u}_6	\mathbf{u}_1
	0	\mathbf{u}_0	\mathbf{u}_7	\mathbf{u}_0	\mathbf{u}_7	\mathbf{u}_0	\mathbf{u}_7
	-1	\mathbf{u}_6	\mathbf{u}_1	\mathbf{u}_2	\mathbf{u}_3	\mathbf{u}_4	\mathbf{u}_5
0	1	\mathbf{u}_3	\mathbf{u}_4	\mathbf{u}_5	\mathbf{u}_6	\mathbf{u}_1	\mathbf{u}_2
	0	\mathbf{u}_7	\mathbf{u}_0	\mathbf{u}_7	\mathbf{u}_0	\mathbf{u}_7	\mathbf{u}_0
	-1	\mathbf{u}_5	\mathbf{u}_6	\mathbf{u}_1	\mathbf{u}_2	\mathbf{u}_3	\mathbf{u}_4

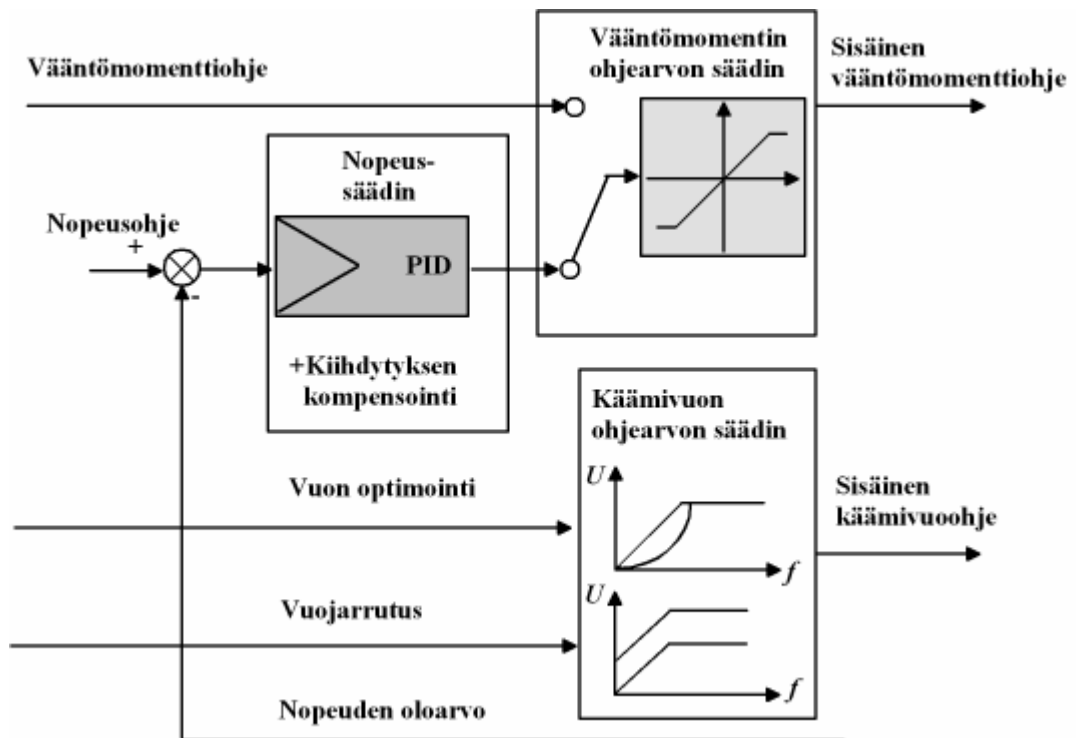
Inverterin kytkinohjeet muodostetaan halutun jännitevektorin perusteella. Taulukossa 1.2 on esitetty kaksitasoisen kolmivaiheinverterin kytkin-

asentokombinaatiot ja niitä vastaavat jännitevektorit. Nollavektori valitaan kahdesta vaihtoehdosta siten, että tarvitaan vain yksi kytkentä.

Taulukko 1.2 Kaksitasoisella kolmivaiheinvertterillä muodostettavat jännitevektorit ja niitä vastaavat kytkinasentokombinaatiot.

kytkin	asentokombinaatiot							
S_A	1	1	0	0	0	1	1	0
S_B	1	1	1	1	0	0	0	0
S_C	1	0	0	1	1	1	0	0
jännitevektori	u_0	u_5	u_6	u_1	u_2	u_3	u_4	u_7

Kuvassa 1.4 esitetty nopeuden säätösilmukka koostuu nopeussäätäjistä sekä vääntömomentin ja käämivuon ohjearvon säätäjistä. Ulommat säädöt huolehtivat taajuusmuuttajan ja moottorin suojauksista sekä mahdollistavat erilaiset koneen toimintatilat, kuten kentänheikennyksen, vuon optimoinnin ja vuojarutuksen.

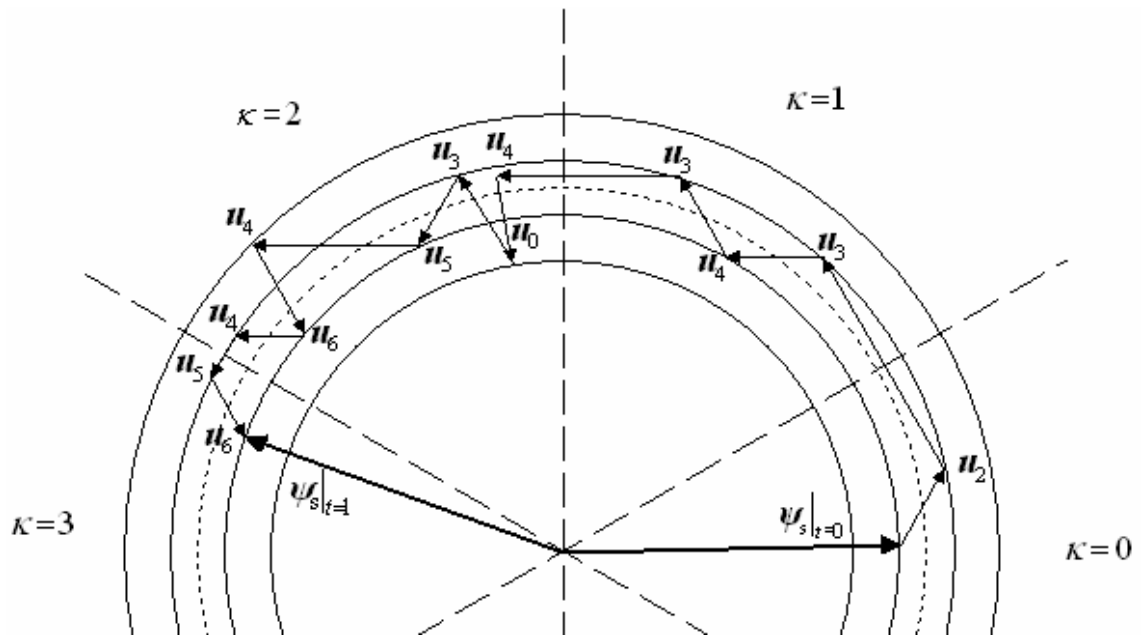


Kuva 1.4 Suoran vääntömomenttisäädön ulompi säätöpiiri. Ulompaan säätöpiiriin voidaan katsoa kuuluvaksi käämivuon ja vääntömomentin ohjearvojen säätimet sekä nopeussäädin. Nopeussäädin saa oloarvoksi joko todellisen moottorin nopeuden joko pulssianturilta tai estimoidun nopeuden adaptiivisesta moottorimallista.

Vääntömomentin ja vuon hystereesisäätö

Vääntömomentin ja vuon hystereesisäätö ohjaa tehokytkimien kytkentöjä. Moottorimallissa estimoitu vääntömomentti ja staattorikäänivuo syötetään komparaattoriin, missä niitä vertaillaan 25 mikrosekunnin välein vääntömomentin ja vuon ohjearvoihin. 25 mikrosekuntia on ABB:n tuotteille ominainen säätösyklin pituus, joka samalla määrää lyhimmän mahdollisen jännitepulssin pituuden. Valinta on kompromissi laskentatehon ja säädön ominaisuuksien kannalta. Vääntömomentin ja käänivuon hystereesisäädöt muodostavat tilabitit, jotka syötetään niinkutsutulle optimaaliselle kytkentälogiikalle.

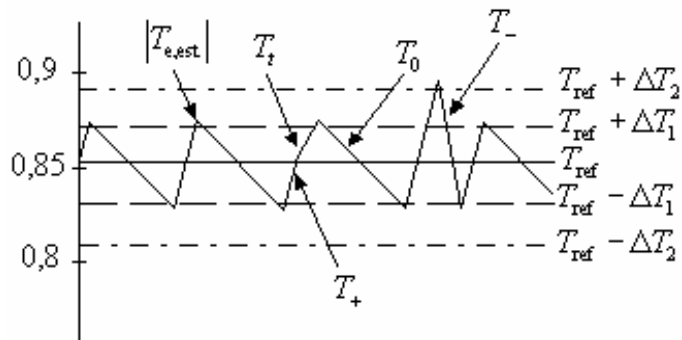
Käänivuon hystereesisäätö on kaksipistesäätö. Käänivuon itseisarvoa joko pienennetään tai kasvatetaan. Kuvassa 1.5 on esimerkki käänivuon hystereesisäädöstä, jossa käänivuon halutaan kulkevan vastapäivään ympyränmuotoista rataa pitkin. Aluksi käänivuovektori on sektorissa $\kappa=0$ hystereesin alarajalla, kun vääntömomenttia ja käänivuon itseisarvoa halutaan kasvattaa, valitaan optimikytkentätaulukon (taulukko 1.1) mukaisesti jännitevektori \mathbf{u}_2 . Jännitevektori \mathbf{u}_2 pidetään niin kauan, kunnes käänivuo on saavuttanut ylemmän hystereesirajan, jos vääntömomentti edelleen pysyy ohjearvoaan pienempänä. Käänivuon ollessa hystereesirajan ylärajalla valitaan jännitevektori \mathbf{u}_3 , joka pienentää käänivuon itseisarvoa ja kasvattaa vääntömomenttia. Uusi jännitevektori valitaan taas, kun käänivuo saavuttaa hystereesirajan. Näin jatkamalla saadaan käänivuo etenemään haluttuun suuntaan hystereesirajojen sisällä.



Kuva 1.5 Staattorikäämivuon eteneminen hystereesirajojen sisällä. Käämivouta muutetaan jännitevektorien avulla. Kytkeänpäätökset tehdään estimoidun käämivuon sijainnin ja hystereesiasäätöjen perusteella. Katkoviivalla on esitetty käämivuon ohjearvo. Käämivuon hystereesiasäädössä on kahdet hystereesirajat, jotka on esitetty yhtenäisinä viivoina. Hystereesirajat on kuvassa piirretty huomattavasti todellista suuremmiksi.

Jännitevektorin u_4 vaikuttaessa, käämivuo siirtyy sektoriin $\kappa=2$. Jos vääntömomenttiestimaatti tällöin ylittää ohjearvonsa, valitaan käytettäväksi jännitevektoriksi nollavektori u_0 . Nollavektorin aikana käämivuo pienenee hitaasti resistiivisen jännitehäviön vaikutuksesta. Tämä jännitehäviö on suhteellisesti merkittävä varsinkin pienillä nopeuksilla. Jos vääntömomentti pysyy edelleen hystereesirajojen sisällä, ei uutta jännitevektoria valita, kunnes käämivuovektori saavuttaa alemman hystereesirajan. Ulommilla käämivuon hystereesirajoilla käämivuo pidetään halutuissa rajoissa ja moottorin magnetointi pidetään sopivana kaikissa tilanteissa. Käämivuon saavuttaessa alemman hystereesirajan valitaan jännitevektoriksi käämivuon sijaintisektorissa oleva jännitevektori. Tässä tapauksessa siis jännitevektori u_3 . Vastaavasti, jos käämivuo ylittää ylemmän hystereesirajan, valitaan käytettäväksi jännitevektoriksi se jännitevektori, joka sijaitsee käämivuon sijaintisektorista vastakkaisessa suunnassa. Jos käämivuo ylemmän hystereesirajan ylittäessään sijaitsee kuvan mukaisesti sektorissa $\kappa=2$, valitaan käytettäväksi jännitevektoriksi u_6 .

Vääntömomentin hystereesisäätö on kolmipistesäätö. Vääntömomenttia kasvatetaan, pienennetään tai sen annetaan pysyä vakiona. Kuvassa 1.6 on esitetty esimerkki vääntömomentin hystereesisäädöstä. Vääntömomentin hystereesisäädössä on kahdet hystereesirajat. Sisemmällä hystereesirajoilla vääntömomenttia joko kasvatetaan valitsemalla käämivuota moottorin pyörimissuuntaan vievä jännitevektori (kuvassa T_+) tai valitsemalla nollavektori (kuvassa T_0), jolloin käämivuovektori pysyy paikallaan ja sen itseisarvo pienenee hitaasti. Ulommilla hystereesirajoilla voidaan vääntömomentin pienentämiseen käyttää myös vääntömomenttia pienentävää jännitevektoria.



Kuva 1.6 Vääntömomentin hystereesisäätö. Vääntömomentti värähtelee hystereesirajojen sisällä. Värähtelyt tapahtuvat kilohertsien taajuudella, joten mekaaninen järjestelmä suodattaa värähtelyt pois. Estimoidun vääntömomentin kasvunopeuden muutos kohdassa T_t kuvaa sitä tilannetta, jolloin käämivuo on saavuttanut hystereesirajan ja valitaan uusi jännitevektori, joka pienentää käämivuon itseisarvoa, mutta kasvattaa vääntömomenttia. (Tiitinen et al., 1995).

Optimaalinen kytkentälogiikka

Optimaalisessa kytkentälogiikassa digitaalinen signaaliprosessori yhdessä ASIC piirin kanssa määrittävät taajuusmuuttajan tehokytkimien kytkennät. Kaikki ohjaussignaalit lähetetään optista kuitua pitkin nopean tiedonsiirron saavuttamiseksi. Järjestelmä mahdollistaa nopean toiminnan siten, että tehokytkimet saavat 25 mikrosekunnin välein optimaalisen kytkentäohjeen saavuttaakseen tai pitääkseen moottorin vääntömomentin tarkasti ohjearvossa.

Oikea tehokytkinten asento päätellään jokaisella ohjauskierroksella, eikä ennalta määrättyä kytkentäkuviota ole. Suoraa vääntömomentin säätöä on kutsuttu ”juuri oikeaan aikaan kytkeväksi”, koska toisin kuin pulssinleveysmodulaatiokäytöissä, missä osa kytkennöistä on turhia, on suorassa vääntömomentin säädössä jokainen kytkentä tarpeellinen ja sitä käytetään. (ABB, 1999).

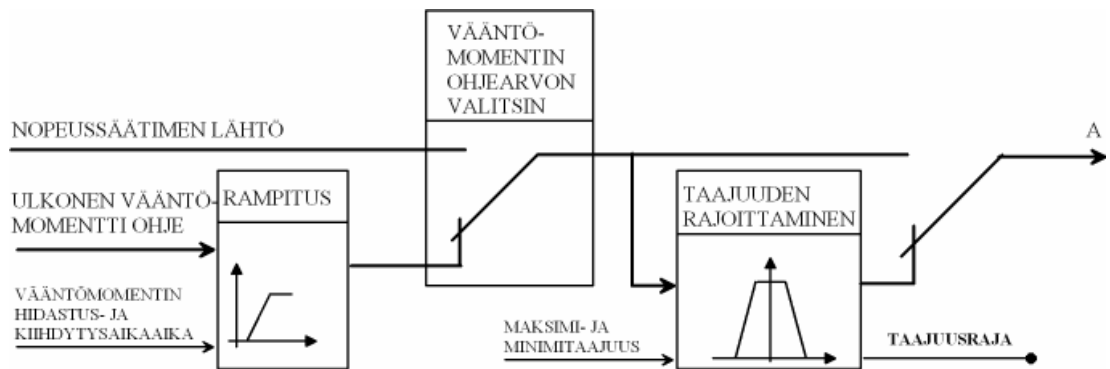
Moottorin tärkeimmät ohjausparametrit, kuten staattorivuon estimaatti, päivitetään 25 mikrosekunnin säätösyklin mukaisesti 40000 kertaa sekunnissa. Tämä mahdollistaa erittäin nopean vasteen ja on tarpeellinen, jotta moottorimallia voidaan päivittää. Tämä prosessointinopeus mahdollistaa hyvän suorituskyvyn, näin saavutetaan staattisen nopeussäädön tarkkuudeksi ilman takaisinkytkentää 0.5 % ja ilmvälivääntömomentin vasteajaksi tyypillisillä moottoreilla alle 2 ms. (ABB, 1999).

Vääntömomentin ohjearvon säädin

Vääntömomentin ohjearvon säätimelle tulee ulkoinen vääntömomenttiohje tai nopeussäätäjän lähtöarvo. Vääntömomentin ohjearvoa rajoitetaan, jotta välipiirin tasajännite ja sähköinen taajuus pysyisivät haluttujen rajojen sisällä. Ohjetta täytyy rajoittaa myös siksi, ettei moottorin huippuvääntömomenttia tai taajuusmuuttajan sallittuja virtoja ylitettäisi. Vääntömomentin ohjearvon säädin sisältää myös nopeuden säädön, silloin kun ulkoista vääntömomenttiohjetta käytetään. Sisäinen vääntömomenttiohje syötetään vääntömomentin hystereesissäätöön. (ABB, 2004).

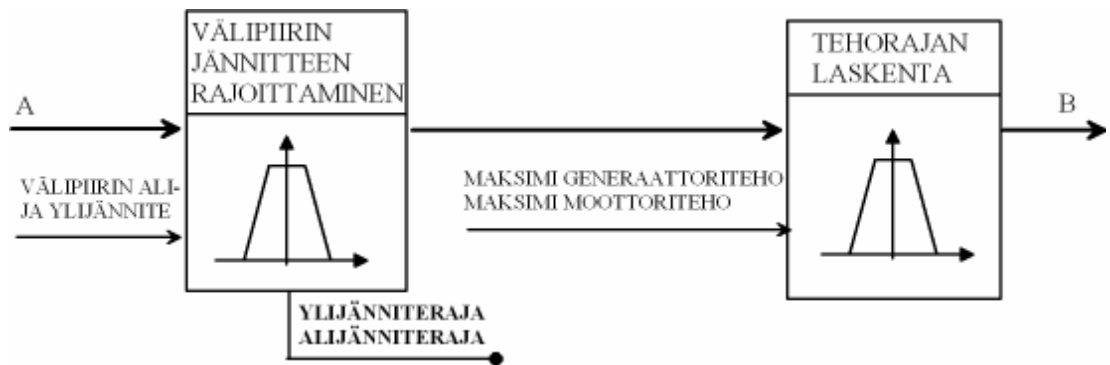
Vääntömomenttiohjeen muodostuminen

Taajuusmuuttajan vääntömomenttiohje kulkee pitkän rajoitusketjun läpi. Vääntömomenttiohjetta rajoitetaan erilaisten käyttäjän asettamien ja taajuusmuuttajan sisäisten parametrien avulla. Taajuusmuuttaja valvoo ovatko käyttäjän asettamat parametriarvot määritettyjen rajojen sisällä. Valvonnat tapahtuvat 100 millisekunnin aikatasolla. Kuvissa 1.6-1.8 on esitetty vääntömomentin rajoitusketju.



Kuva 1.6 Vääntömomenttiohjeen muodostuminen. Suorassa vääntömomentin säädössä vääntömomenttiohjeena käytetään joko ulkoista vääntömomenttiohjetta tai nopeussäätimen lähtöä (ABB, 2004).

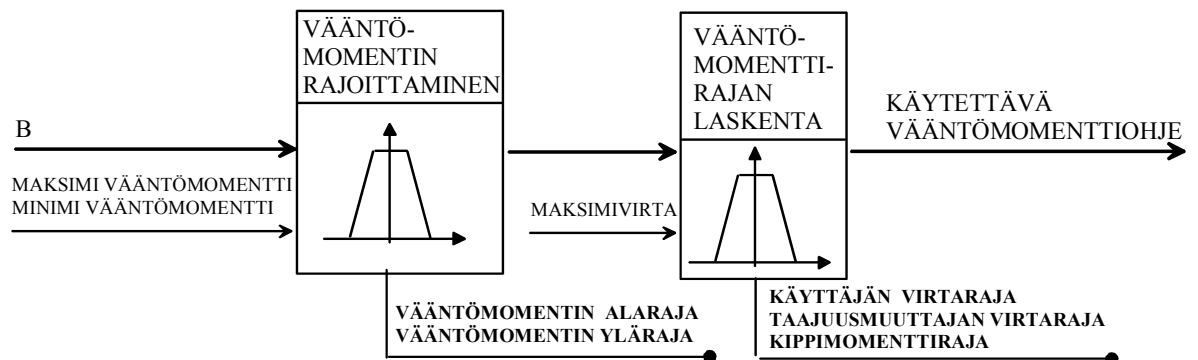
Vääntömomentin ohjearvon valitsin valitsee moottorin vääntösäädössä käytettävän ohjearvon. Normaalisti vääntösäädön ohjearvona käytetään nopeussäätimen lähtöä. Yleensä arvoa muutetaan vain orja-asemassa tai -asemissa. Ohjearvon valitsee käytettäväksi vääntömomenttiohjeeksi nopeussäätimen lähdön tai ulkoisen vääntömomenttiohjeen. Käyttäjä voi määrittellä ulkoiselle vääntömomenttiohjeelle vääntömomenttiohjeen hidastus- ja kiihdytysajan. Vääntöohjeen hidastusaika on aika, joka kuluu ohjearvon pienenemiseen nimellisvääntömomentistä nolnaan ja vastaavasti kiihdytysaika on se aika, joka kuluu ohjearvon suurenemiseen nollasta nimelliseen vääntömomenttiin. Taajuusmuuttajan ollessa skalaarisäädetty voi käyttäjä määrittää taajuusmuuttajan lähtötaajuuden minimi- ja maksimirajat.



Kuva 1.7 Vääntömomenttiohjeen muodostuminen. Vääntömomenttiohjetta rajoitetaan taajuusmuuttajan välipiirin jännitteen ja moottorin tehon pitämiseksi sallituissa rajoissa (ABB, 2004).

Vääntömomenttia rajoitetaan niin, että välipiirin jännite pysyy sopivalla tasolla. Suuren hitausmassan nopea jarruttaminen nostaa välipiirin jännitteen ylijänniterajan yli. Ylijännitesäätö pienentää jarrutusväätömomenttia automaattisesti, jotta välipiirin jännite ei ylittäisi raja-arvoa. Jos taajuusmuuttajaan on kytketty jarrukatkoja ja jarruvastus ylijännitesäädön on oltava pois päältä, jotta jarrukatkoja toimisi oikein. Jos välipiirin jännite pienenee syöttötehon puuttumisen vuoksi, alijännitesäätö pienentää moottorin nopeutta automaattisesti, jotta jännite pysyisi alarajan yläpuolella. Kun moottorin nopeutta pienennetään, kuorman pyörimisliikkeen hitausmomentissa oleva energia generoituu takaisin käyttöön. Näin välipiiri pysyy jännitteisenä ja alijännitelaukaisulta vältytään, kunnes moottori pysähtyy vapaasti. Tämän ominaisuuden ansiosta suurinertiasovellukset, esimerkiksi lingot ja puhaltimet, sietävät hyvin mahdollisia verkkokatkoksia.

Tehorajan laskennassa taajuusmuuttaja laskee estimaatin moottorin teholle. Käyttäjä voi määrittää parametreilla taajuusmuuttajan moottorille syöttämän maksimitehon ja moottorin syöttämän maksimitehon taajuusmuuttajalle. Normaalisti maksimitehoina käytetään kolminkertaista moottorin nimellistehoa. Taajuusmuuttaja rajoittaa moottorin tehoa annettujen parametrien tehorojojen mukaan.



Kuva 1.8 Vääntömomenttioshjeen muodostuminen. Vääntömomenttioshjetta rajoitetaan, jotta taajuusmuuttajan ja moottorin virta saadaan pidettyä sallituissa rajoissa eikä moottorin vääntömomentti ylitä kippimomenttirajaa (ABB, 2004).

Vääntömomentin rajoittimessa moottorin vääntömomenttia rajoitetaan, jotta se ei ylittäisi vääntömomentin maksimiarvoa tai alittaisi vääntömomentin minimiarvoa. Vääntömomenttirajan laskennassa taajuusmuuttaja rajoittaa moottorin momentin moottorin lasketun kippimomenttirajan, käyttäjän määrittämän virtarajan ja taajuusmuuttajan sisäisen virtarajan mukaan. Käytettävä vääntömomenttioshje syötetään vääntömomentin hystereesissäätimeen.

Nopeussäädin

Nopeussäädin koostuu PID-säätimestä ja kiihdytyksen kompensoinnista. Nopeussäätimessä on myös jättämän kompensointi. Ulkoista nopeuden ohjearvoa verrataan pyörimisnopeusanturilta tai moottorimallista saatavaan nopeuden oloarvoon. Nopeuksien erosuure johdetaan PID-säätimeen ja kiihdytyksen kompensointiin. Kiihdytyksen kompensointia tarvitaan, koska PID-säädin pystyy poistamaan pysyvän tilan virheen vain silloin, kun ohjearvo pysyy vakiona. Kiihdytyksessä ohjearvo kasvaa, jolloin integraattoriin kertyy suuri säätöpoikkeama, joka aiheuttaa ohjearvon ylityksen kiihdytyksen loppuessa. Kiihdytyksen kompensointi voi olla esimerkiksi myötäkyytkentä erosuureen derivaatasta, jolloin PID-säädin voidaan virittää kompensoimaan kuorman muutosta. Kiihdytyskompensaattorilla voidaan minimoida säätöpoikkeamat hitausmassojen kiihdytyksen ja hidastusten yhteydessä.

Käämivuon ohjearvon säädin

Käämivuon ohjearvon säädin antaa staattorikäämivuon itseisarvo-ohjeen $\psi_{s,ohje}$ käämivuon hystereesisäätöyksikköön ohjearvoksi. Staattorikäämivuo-ohjeeseen vaikuttavat vuon optimointi, vuojarutus ja kentänheikennys. Vakiovuoaalueella käämivuon ohje määräytyy nimellisen jännitteen ja taajuuden perusteella.

Kytkentätaajuuden säätö

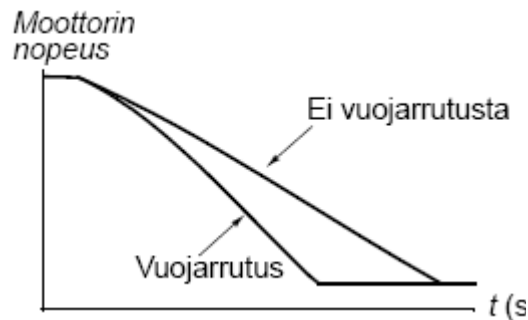
Kytkentätaajuuden säätö voidaan suorittaa käämivuon ja vääntömomentin hystereesisäädön avulla. Menetelmä perustuu hystereesirajojen asetteluun. Kytkentätaajuutta voidaan tyypillisesti säätää 1.5 ja 3.5 kHz välillä tämänhetkisiä IGBT-tehomoduuleita käytettäessä. (Pyrhönen, 2003).

Vuon optimointi

DTC:n adaptiivinen moottorimalli voi laskea koneen optimaalisen magnetointitason kuormitukseen nähden. Vuon optimointi vähentää energian kokonaiskulutusta ja moottorin melutasoa, kun taajuusmuuttaja toimii nimelliskuormitusta pienemmillä kuormituksilla. Moottorin ja taajuusmuuttajan kokonaishyötysuhde paranee 1...10 % kuorman vääntömomentista ja nopeudesta riippuen. Vuon optimointi kasvattaa moottorikäytön hyötysuhdetta varsinkin alhaisella kuormitustasolla. Esimerkiksi 50 % magnetointivirta pienentää resistiivisiä häviöitä 75 % verrattuna täyteen magnetointivirtaan silloin kun kone on kuormittamaton. (ABB, 1999; Pyrhönen 2003).

Vuojarrutus

Taajuusmuuttaja voi parantaa jarrutustehoa ilman jarrukatkojaakin nostamalla moottorin magnetointitasoa. Vuojarrutusmenetelmässä sähkökoneen staattori-käämivuon itseisarvoa kasvatetaan nimellisestä, jolloin staattorivirta kasvaa ja koneessa syntyy entistä enemmän kupari- ja rautahäviöitä. Jarrutuksen aikana moottorin tuottama energia muuttuu lämpöenergiaksi. Vuojarrutuksessa jarrutuskyky on yhtä hyvä kuin DC-jarrutuksessa. Kummassakin menetelmässä moottorin häviöt kasvavat. Taajuusmuuttaja valvoo moottorin tilaa jatkuvasti, myös vuojarrutuksen aikana. Vuojarrutuksessa häviöt tapahtuvat pääosin staattorissa, jolloin moottorin lämpenemä voidaan pitää paremmin hallinnassa kun DC-jarrutuksessa, jossa roottori lämpenee voimakkaasti. Vuojarrutuksen aikana välipiirin jännitettä voidaan nostaa 25 % moottorikäyttöön verrattuna, joten vuon suurentaminen on mahdollista myös kentänheikennysalueella. Vuojarrutusta voidaan käyttää sekä moottorin pysäyttämiseen että moottorin nopeuden muuttamiseen. (ABB 1999, ABB 2004).



Kuva 1.9. Moottorin nopeuden muuttuminen vuojarrutuksessa ja ilman vuojarrutusta (ABB, 2004).

1.5 Integrointimenetelmät

Integraalien yhteydessä joudutaan usein turvautumaan numeerisiin menetelmiin. Joitakin integraalifunktioita ei voida lausua suljetussa muodossa eikä niitä voida ratkaista analyyttisesti. Integroitavasta funktiosta saattaa olla vain pisteittäisiä arvoja, jotka on saatu kokeiden tai laskujen perusteella.

Tehokkaiden tietokoneiden yleistyessä on tullut yleisemmäksi ratkaista numeerisesti ongelmia, jotka eivät ratkea helposti analyyttisesti. Erilaisten sähkömekaanisten laitteiden tai piiriyhtälöiden simulointiin tarvitaan yleensä numeerisia menetelmiä.

Matemaattisen mallin tarkkuus ja käytetty numeerinen menetelmä valitaan yleensä käyttötarkoituksen mukaan. Simuloidessa sähkömagneettisia järjestelmiä, on hyvä olla kuva siitä miten tavallisimmat integrointimenetelmät toimivat, jotta voidaan valita simulointiin sopiva menetelmä. Esimerkiksi oikosulkumoottoria kuvaavien avaruusvektoriteorian mukaisten yhtälöiden integroinnissa liian lyhyen askelpituuden tai epätarkan integrointimenetelmän valinta voi johtaa kasvaneeseen harmonisisältöön ja liian suureen tyhjäkäyntivirtaan. Integrointimenetelmää valittaessa on tarkasteltava mallin tyyppiä, tarkoituksenmukaista tarkkuutta ja luotettavuutta. Numeerinen tarkkuus ja stabiilius saavutetaan yleensä käyttämällä aika-askelta, jonka pituus on huomattavasti pienempi kuin systeemin pienimmän dominoivan ominaisarvon aikavakio. Sähkökoneissa pienin dominoiva aikavakio on roottoriaikavakio τ_r , joka oikosulkumoottorille on roottorin induktanssin ja resistanssin suhde. (Ong, 1998)

Käytännössä virheet digitaalisessa laskennassa ovat mahdottomia välttää, koska numeroiden esitystapa on diskreetti. Laskennassa tapahtuvia virheitä ovat pyöristys ja katkaisuvirheet. Pyöristysvirheet johtuvat äärellisestä laskentatarkkuudesta ja liukulukuaritmetiikan ominaisuuksista. Pyöristysvirheiden merkitys korostuu varsinkin silloin, kun käytettävä lukualue on pieni. Yleensä differentiaaliyhtälöitä approksimoidaan jollakin äärellisen mittaisella sarjalla, jolloin jokaisella aika-askeleella muodostuu lokaali katkaisuvirhe. Kokonaisvirhe jollakin aikavälillä ei ole pelkästään lokaalien virheiden summa, vaan virheet summautuvat jollakin kasvukertoimella. Lokaalia virhettä voidaan tarkastella Taylorin sarjan jäännöstermin asteluvun avulla. Jollakin aikavälillä laskenta-askelien määrän ollessa kääntäen verrannollinen askelpituuteen on kasautuva katkaisuvirhe yhden asteluvun pienempi kuin lokaalivirhe. Kasautuvan katkaisuvirheen asteluku on sama kuin menetelmän asteluku. Integroinnissa askelpituuden kasvattaminen vähentää kasautuvaa katkaisuvirhettä, mutta lisää pyöristysvirhettä (Haataja et al., 1998). Luonnollisesti vakioaskelpituutta käytettäessä aika-askelen lyhentäminen kasvattaa laskenta-aikaa, jonka minimointi tärkeää varsinkin reaaliaikaisissa sovelluksissa.

Sähkömagneettisten järjestelmien dynaamisen käyttäytymisen kuvaava matemaattinen malli koostuu yleensä joukosta algebrallisia yhtälöitä ja differentiaaliyhtälöitä. Differentiaaliyhtälöitä sisältävissä malleissa yleensä ainut riippumaton muuttuja on aika. Järjestelmän käyttäytyminen, kuten oikosulkumoottorin tai tahtikoneen matemaattinen malli, voidaan kuvata ensimmäisen kertaluvun differentiaaliyhtälöistä koostuvalla ryhmällä

$$\mathbf{y}' = f(t, \mathbf{y}), \quad (1.38)$$

missä t on aika, \mathbf{y} on tuntemattomien muuttujien muodostama pystyvektori ja \mathbf{y}' on muuttujien aikaderivaattavektori. Yleensä myös korkeamman asteen differentiaaliyhtälöt voidaan palauttaa ensimmäisen kertaluvun differentiaaliyhtälöryhmäksi. Kun yhtälön ratkaisu halutaan numeerisesti määrittää välillä $[a, b]$, jaetaan aika lyhyisiin aika-askeliin Δt ja tuntemattoman vektorin likiarvot $\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2, \mathbf{y}_3, \dots, \mathbf{y}_{k+1}$ ratkaistaan peräkkäisinä ajanhetkinä $t_1, t_2, t_3, \dots, t_{k+1} = t_k + \Delta t$ ajanhetkeen b saakka. Yhtälöryhmän ratkaisemiseen tarvitaan alkuarvo $\mathbf{y}(a) = \mathbf{y}_0$, ajanhetkellä $t = a$. Alkuarvo on yhtälöryhmän sisältävien toisistaan riippumattomien muuttujien arvo jollakin ajanhetkellä. Tarkastellaan seuraavaksi yhtälöryhmän yhtä differentiaaliyhtälöä

$$y' = f(t, y), \quad (1.39)$$

jossa aika t on riippumaton muuttuja. Integroidaan yhtälö (1.39) yhden aika-askelen yli

$$y(t_{k+1}) = y(t_k) + \int_{t_k}^{t_{k+1}} y'(t, y(t)) dt. \quad (1.40)$$

Ensimmäisen kertaluvun integrointimenetelmä käyttää seuraavan approksimaation laskemiseen

$$y_{k+1} = y_k + \phi h_k, \quad (1.41)$$

missä h_k on askelpituus ja ϕ lisäysfunktio. Yhdistämällä yhtälöt (1.40) ja (1.41) saadaan

$$\phi = \frac{1}{h_k} \int_{t_k}^{t_{k+1}} y'(t, y(t)) dt \quad (1.42)$$

eli lisäysfunktio ϕ voidaan esittää funktion y derivaatan keskiarvona aika-askelen h_k aikana. Askelpituuden ei tarvitse olla vakio, vaan se voi muuttua askeleesta toiseen.

1.5.1 Eulerin menetelmä

Yksinkertaisin yksiaskelmenetelmä on eksplisiittinen Eulerin menetelmä, jossa käytetään y :n derivaattaa ajanhetkellä t_k lisäysfunktiona. Eulerin menetelmä voidaan kirjoittaa (Haataja et al., 1998)

$$y_{k+1} - y_k = y'_k(t_{k+1} - t_k) \quad (1.43)$$

tai

$$y_{k+1} = y_k + h_k y'_k. \quad (1.44)$$

Geometrisesti Eulerin menetelmässä approksimoidaan lineaarisesti ratkaisua pisteessä t_{k+1} etenemällä pisteessä t_k määrätyn tangentin suuntaisesti askelpituudella h . Eulerin menetelmä on yksinkertainen yksiaskelmenetelmä, jossa approksimaatioon y_{k+1} ajanhetkellä t_{k+1} ei tarvita muuta kuin edellinen piste (y_k, t_k) .

1.5.2 Implisiittinen Eulerin menetelmä

Implisiittisessä Eulerin menetelmä saadaan kun yhtälön (1.40) integraalitermiä approksimoidaan lausekkeella $(t_{k+1} - t_k)f(t_{k+1}, y_{k+1})$, jolloin integroitavan arvo on otettu välin päätepisteessä (Haataja et al., 1998)

$$y_{k+1} = y_k + h_k f(t_{k+1}, y_{k+1}), \quad (1.45)$$

jossa etenemissuuntana käytetään siis tangenttia uudessa pisteessä. Menetelmän implisiittisyys tarkoittaa sitä, että laskettava funktion approksimaatio esiintyy myös laskennassa käytettävässä derivaattafunktiossa. Implisiittinen Eulerin menetelmä on ensimmäistä kertalukua, kuten tavallinenkin Eulerin menetelmä, joten niiden kasautuva katkaisuvirhe on luokkaa $O(h)$ ja lokaalivirhe $O(h^2)$.

1.5.3 Trapetsimenetelmä

Kun yhtälön (1.40) integraalitermin approksimoinnissa käytetään keskiarvoa $(f(t_k, y_k) + f(t_{k+1}, y_{k+1}))/2$, saadaan trapetsimenetelmä (Haataja et al., 1998)

$$y_{k+1} = y_k + \frac{h}{2} [f(t_{k+1}, y_{k+1}) + f(t_k, y_k)]. \quad (1.46)$$

Trapetsimenetelmä on toisen kertaluvun implisiittinen menetelmä, joten sen kasautuva katkaisuvirhe on luokkaa $O(h^2)$ ja paikallinen virhe on $O(h^3)$.

1.5.4 Modifiotu Eulerin menetelmä

Modifioidussa Eulerin menetelmä on eksplisiittinen menetelmä, jossa integraalitermin approksimoinnissa käytetään keskiarvoa $(f(t_k, y_k) + f(t_{k+1}, y_{k+1}))/2$,

kuten trapetsimenetelmässä, mutta yhtälössä (1.47) esiintyvä välin päätepisteen arvo $f(t_{k+1}, y_{k+1})$ lasketaan Eulerin menetelmällä (Niiranen, 1999). Näin saavutetaan toisen kertaluvun tarkkuus ja virhe on samaa suuruusluokkaa kuin trapetsimenetelmällä.

1.5.5 Symmetrinen Eulerin menetelmä

Symmetrinen Eulerin menetelmä soveltuu vain parillisen määrän yhtälöitä sisältävän yhtälöryhmän integrointiin. Ensimmäinen yhtälö ratkaistaan Eulerin menetelmällä ja toinen implisiittisellä Eulerin menetelmällä käyttäen ensimmäisen yhtälön antamaa approksimaatiota implisiittisen Eulerin menetelmän päätepisteenä. (Niiranen, 1999).

1.5.6 Runge-Kutta-menetemät

Rungen ja Kuttan menetelmiin päädytään korvaamalla yhtälön (1.40) integraalitermi sopivilla approksimaatioilla. Yleinen Runge ja Kuttan menetelmien s -vaiheinen approksimaatio on

$$y_{k+1} = y_k + h \sum_{j=1}^s b_j k_j, \quad (1.47)$$

$$k_i = f(t_k + c_i h, y_k + h \sum_{j=1}^s a_{ij} k_j), \quad (1.48)$$

missä

$$c_i = \sum_{j=1}^s a_{ij}. \quad (1.49)$$

Menetelmän astelukua muuttamalla ja kertoimia a , b ja c varioimalla saadaan erilaisia algoritmeja. Kertoimet voidaan valita siten, että ne minimoivat esimerkiksi käytettävän muistin määrän tai lokaalin katkaisuvirheen. Runge-Kutta-menetelmän lisäysfunktion voidaan ajatella olevan muutamassa pisteessä välillä $[t_k, t_{k+1}]$ laskettujen derivaattojen approksimaatioiden painotettu keskiarvo (Haataja et al., 1998). Toisen kertaluvun Runge-Kutta-menetelmiä ovat Heunin menetelmä, monikulmio menetelmä ja Ralstonin menetelmä (Ong, 1998). Yleisimmin käytetty Runge-Kutta-menetelmä on klassinen nelivaiheinen menetelmä

$$y_{k+1} = y_k + \frac{h}{6}(k_1 + 2k_2 + 2k_3 + k_4), \quad (1.50)$$

jossa apuderivaatat ovat:

$$k_1 = f(t_k, y_k), \quad (1.51)$$

$$k_2 = f\left(t_k + \frac{h}{2}, y_k + \frac{h}{2}k_1\right), \quad (1.52)$$

$$k_3 = f\left(t_k + \frac{h}{2}, y_k + \frac{h}{2}k_2\right) \text{ ja} \quad (1.53)$$

$$k_4 = f(t_{k+1}, y_k + hk_3), \quad (1.54)$$

Menetelmän kertaluku on neljä, joten kasautuva katkaisuvirhe on luokkaa $O(h^4)$ ja paikallinen virhe $O(h^5)$ (Haataja et al., 1998).

1.5.7 Adams-Bashforth-Moulton-menetelmä

Adams-Bashforth menetelmät ovat eksplisiittisiä moniaskelmenetelmiä. Menetelmissä approksimoidaan yhtälön (1.40) integraalitermin derivaattaa polynomisovitteella, joka sisältää edellisen arvon ja sen lisäksi tarpeellisen määrän sitä edellisiä arvoja. Yleinen s -askelinen Adamsin ja Bashforhtin menetelmä on muotoa

$$y_{k+1} = y_k + h \sum_{j=-s+1}^0 \beta_j f_{k+j}. \quad (1.55)$$

Menetelmän kertaluvusta riippuen käytetään eri määrää edellisiä derivaattoja. Menetelmän virhe riippuu käytetystä asteluvusta ja on suurin ensimmäisen kertaluvun menetelmällä, joka vastaa Eulerin menetelmää. Derivaattojen painokertoimet β_j on esitetty liitteen I taulukossa 1. Eksplisiittisyydestä johtuen menetelmä ei sovellu kankeiden ongelmien ratkaisuun. Ottamalla polynomi-interpolaatioon mukaan piste ajanhetkeltä t_{k+1} , saadaan implisiittinen Adams-Moulton-menetelmä, jonka s -askelinen menetelmä on muotoa

$$y_{k+1} = y_k + h \sum_{j=-s+2}^1 \beta_j f_{k+j}. \quad (1.56)$$

Adams-Moulton menetelmän kertaluvusta riippuen käytetään eri määrää edellisiä derivaattoja. Derivaattojen painokertoimet β_j on esitetty liitteen I taulukossa 2. Menetelmä soveltuu myös lievästi kankeiden ongelmien ratkaisuun ja sen virhe on vastakkaissuuntainen ja itseisarvoltaan pienempi kuin Adams-Bashforth-menetelmän. Yhdistämällä menetelmät saadaan hyvin käyttökelpoinen Adams-Bashforth-Moulton-ennustus-korjaus-menetelmä, jossa Adams-Bashforth-menetelmää käytetään ennustamaan uusi piste, josta saadaan alkuarvaus Adams-

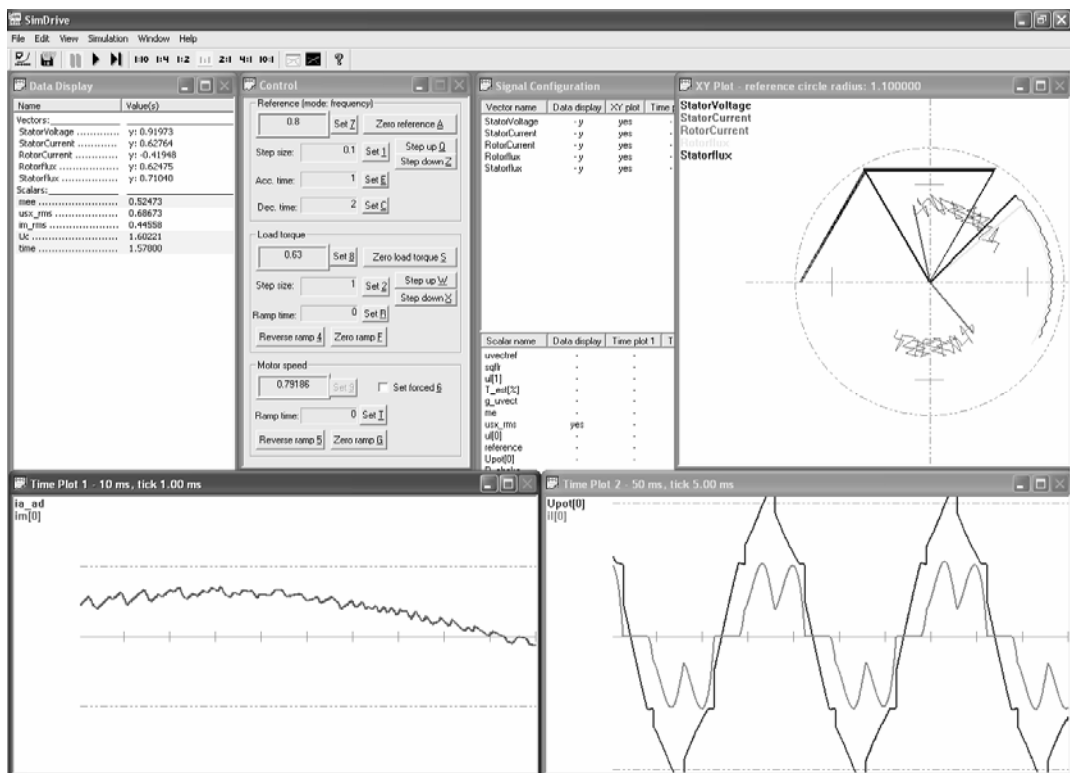
Moulton menetelmälle. Korjaus voidaan suorittaa useita kertoja, mutta sitä ei jatketa suppenemiseen asti. Näin saavutetaan hyvä tulos ei-kankeita tehtäviä ratkaistaessa kohtuullisella laskennalla (Haataja et al., 1998).

1.6 Työn tavoitteet ja tulokset

Työn tavoitteena on selvittää, miten hyvin kehitettävän c-kielisen simulaattorin virta ja jännite vastaavat todellisen käytön virtaa ja jännitettä. Tarkoituksena on vertailla koko simulointiympäristöä ja sen sähköisiä suureita laboratoriomittauksin saatuihin tuloksiin ja tarkastella simulointiympäristöä kokonaisuutena sekä tutkia sen kriittisiä osa-alueita ja erityisesti etsiä, missä tehdään suurin virhe ja selvittää miten näitä kohtia voisi parantaa vastaamaan todellisuutta. Simulaattorin kehittäminen on ollut odotettua hitaampaa. Tämän diplomityön valmistuessa simulaattori on vielä keskeneräinen ja sen kehitystä jatketaan. Työssä havaittiin simulaattorin virran ja jännitteiden käyrämuodoissa olevan eroja niin taajuusmuuttajan tulo- ja lähtöpuolellakin. Työssä on analysoitu virtoja ja jännitteitä diskreetin Fourier-muunnoksen avulla ja tulokset on esitetty luvussa 4.

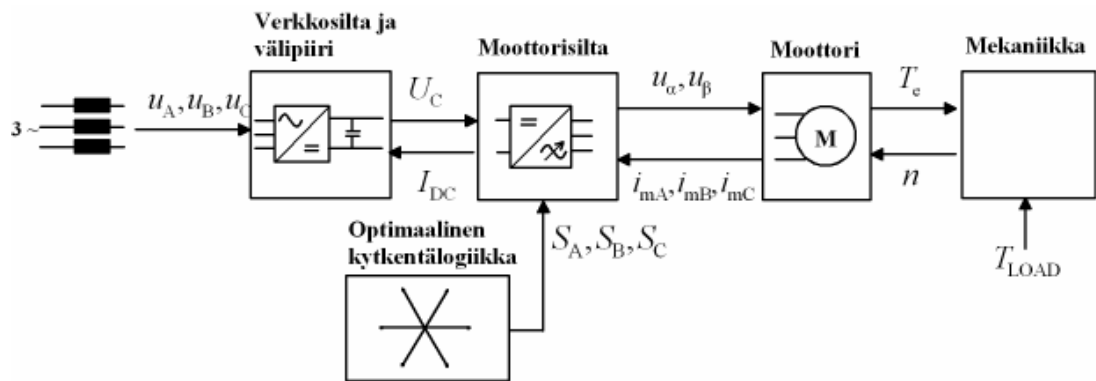
2. SIMULOINTIYMPÄRISTÖ

Tässä luvussa esitellään simulointiympäristöön mallinnetut laitteet matemaattisten yhtälöiden ja lohkokaavioiden avulla, varsinaista c-kielistä lähdekoodia ei esitetä. Simulointiohjelmaa hallitaan graafisen käyttöliittymän ja alustustiedoston avulla. Graafisen käyttöliittymän tehtävänä on esittää reaaliaikaisesti simuloinnin etenemisen mukaan tekstimuodossa ja graafisesti vektori- ja skalaarisignaalien arvoja sekä ohjata näitä tuottavaa simulointia. Kuvassa 2.1 on esitetty simulaattorin graafinen käyttöliittymä.



Kuva 2.1 Simulaattorin käyttöliittymä, joka koostuu ohjauspaneelistä, numeerisen tiedon ikkunasta ja kolmesta graafisesta ikkunasta, joista yhdessä voidaan esittää vektori-arvoisia signaaleja ja kahdessa skalaarisignaaleita ajan suhteen.

Simulointiympäristö koostuu kolmivaiheisesta jännitelähteestä, verkkosillasta, välipiiristä, moottorisillasta, moottorista, mekaniikkamallista sekä suorasta vääntömomentin säädöstä mittauksineen. Simulaattorin eri moduulit ja niiden välinen tiedonsiirto on esitetty kuvassa 2.2.

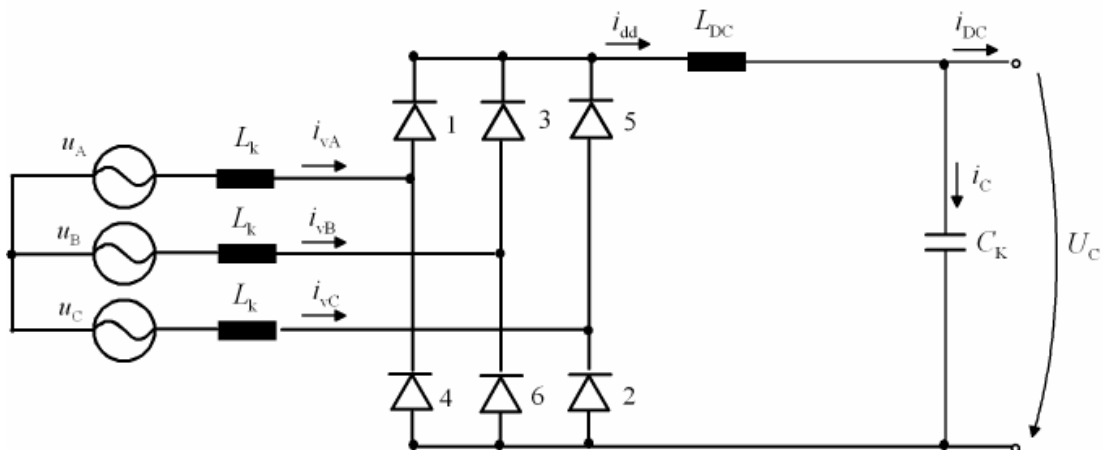


Kuva 2.2 Simuloitavan sähkömoottorikäytön laitteiden moduulit ja niiden välinen tiedonsiirto.

C-kieli mahdollistaa nopean simuloinnin ja lyhyen askelpituuden käytön simuloinnissa, joka parantaa simulaattorin tarkkuutta. Simulaattorin lyhimpänä aika-askeleena käytetään $5 \mu\text{s}$, jota käytetään laitteistoa kuvaavien yhtälöiden laskemiseen. Tätä aika-askelta voidaan tarvittaessa lyhentää. Suurin laskentaresurssien käyttäjä lopullisessa simulaattorissa tulee olemaan moottorin FEM-malli. Loppukäyttäjälle suunnattu ohjelma koostuu alustustiedostosta ja windows-ympäristössä suoritettavasta ohjelmasta. Simulaattorin kehitystyössä on ollut lähtökohtana eri moduulien selkeiden rajapintojen määrittäminen ja niiden hyvä dokumentointi. Kaikki moduulit ovat itsenäisiä kokonaisuuksia, jotka ovat linkitetty muihin moduuleihin. Näin uusien moduulien kehittäminen ja niiden linkittäminen simulaattoriin tai jo olemassa olevien moduulien jatkokehitys muodostuu helpommaksi.

2.1 Syöttöverkko, verkkosilta ja välipiiri

Syöttöverkko on mallinnettu ideaalisena 50 hertsin sinijännitelähteenä. Verkkosillan ja ideaalisten jännitelähteiden välissä on induktanssi, joka kuvaa verkon oikosulkuimpedanssia. Verkon parametreina ovat verkon oikosulkuinduktanssi L_K ja taajuus f . Tulosuurena verkkosillalle on vaihejännitteet ja lähtösuurena välipiirin jännite U_C . Kuvassa 11 on esitetty syöttöverkko, verkkosilta ja välipiiri. Kuvassa esitetyt virran suunnat ovat positiivisia.



Kuva 2.3. Yksinkertaistettu piirikaavio verkosta, verkkosillasta ja välipiiristä.

Tasasuuntaussiltana toimii verkkokommutoitu diodisilta, diodien häviöitä mallinnetaan diodin päästöresistanssilla ja kynnyksjännitteellä. Välipiirimalli sisältää myös kuristimien DC-resistanssit, kondensaattorin efektiivisen sarjaresistanssin sekä purkausvastuksen. Edellä mainittujen mallinnettujen epäideaalisuuksien merkitys piirin toimintaan on häviävän pieni, joten yhtälöiden yksinkertaistamiseksi on tasasuuntauksessa muodostuvat häviöt mallinnettu resistanssilla R_{DC} . Tulosuureina verkkosillalle on verkon vaihejännitteet u_A , u_B ja u_C , sekä välipiirin tasavirta i_{DC} , joka saadaan moottorimoduulilta. Lähtösuurena moduulille on välipiirin tasajännite U_C .

Diodisillan, välipiirin ja oikosulkuinduktanssin toiminta voidaan kuvata kahdella differentiaaliyhtälöryhmällä, joissa indeksit muuttuvat vaiheiden mukaan. Tälle järjestelmälle voidaan johtaa johtavan tilan differentiaaliyhtälöt yleisessä muodossa, kun merkitään vaiheita alaindeksillä seuraavasti: alaindeksi yj ylempi haara, jonka diodi on johtavassa tilassa, aj alempi haara, jonka diodi on johtavassa tilassa ja ej haara, jonka diodi ei johda. Nyt saadaan sähkötekniikan perusyhtälöiden avulla

$$\frac{di_{yj}}{dt} = \frac{di_{dd}}{dt} \quad (2.1)$$

$$\frac{di_{aj}}{dt} = -\frac{di_{dd}}{dt} \quad (2.2)$$

$$\frac{di_{ej}}{dt} = 0 \quad (2.3)$$

$$\frac{di_{dd}}{dt} = \frac{u_{yj} - u_{aj} - u_C - i_{dd}R_{DC}}{2L_k + L_{DC}} \quad (2.4)$$

$$\frac{du_C}{dt} = \frac{C_K}{i_c} \quad (2.5)$$

Kapasitanssin jännitteen u_C noustessa yli positiivisen kiskon potentiaalin, virtojen muutokset asetetaan nolaksi, jolla estetään negatiivisen virran kulku diodien läpi. Vastaavasti saadaan diodisillan kommutoidessa johdettua yleiset yhtälöt, kun merkitään vaiheiden indeksejä seuraavasti, johtava vaihe j , vaihe jossa virta kasvaa k , vaihe, jossa virta pienenee p

$$\frac{di_p}{dt} = \frac{1}{(2L_{DC} + 3L_K)} \left[u_p - (u_k - u_p) \left(\frac{L_{DC} + L_K}{L_K} \right) - u_j \mp i_{dd}r_{dc} - u_C \right] \quad (2.6)$$

$$\frac{di_k}{dt} = \frac{u_k - u_p}{L_k} - \frac{di_p}{dt} \quad (2.7)$$

$$\frac{di_{dd}}{dt} = \pm \left(\frac{di_k}{dt} + \frac{di_p}{dt} \right) \quad (2.8)$$

$$\frac{di_j}{dt} = \mp \frac{di_{dd}}{dt} \quad (2.9)$$

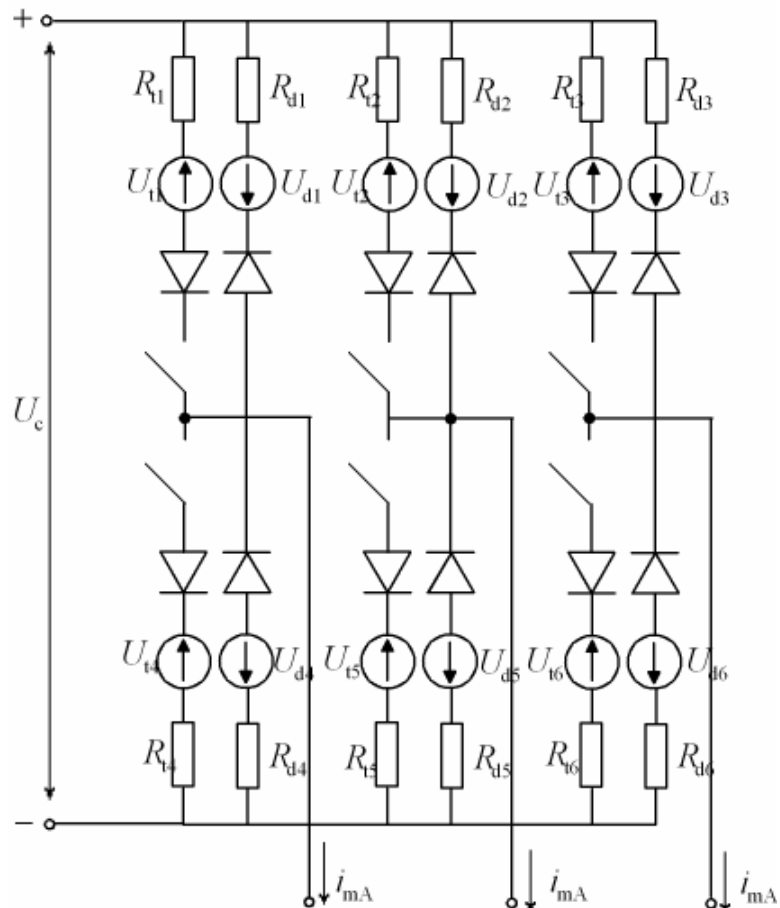
$$\frac{dU_C}{dt} = \frac{i_C}{C} \quad (2.10)$$

Yhtälöissä ylempi merkki vastaa ylemmän haaran kommutointia ja alempi alemman haaran kommutointia. Simulaattorissa diodisillan ja välipiirin toimintaa kuvaavat differentiaaliyhtälöt integroidaan Eulerin menetelmällä. Jos todellisessa käytössä on DC-kuristimen sijasta AC-kuristin, on se redusoitava DC-kuristimeksi.

2.2 Moottorisilta

Simulaattorin moottorisiltana toimii kaksitasoinen kolmivaiheinvertteri, joka sisältää kuusi transistoria ja niiden rinnalle kytketyt loisvirtadiodit. Simulaattorin moottorisillan piirikaavio on esitetty kuvassa 2.4. Transistorit on mallinnettu ideaalisina kytkiminä. Transistorien ja diodien johtavan tilan häviöt otetaan huomioon kynnysjännitteillä U_t , U_d ja johtavan tilan resistansseilla R_t , R_d .

Tulosuureina moottorisillalle on välipiirin jännite U_C , moottorin vaihevirrat i_{mA} , i_{mB} ja i_{mC} sekä kytkinohjeet S_A , S_B ja S_C . Lähtösuureina moottorisillalla on moottorin vaihejännitteet u_{sA} , u_{sB} ja u_{sC} ja välipiirin virta I_{DC} . Moottorisillan parametreja ovat transistorin johtavan tilan resistanssi R_t , kynnyksjännite U_t , diodin johtavan tilan resistanssi R_d ja kynnyksjännite U_d .



Kuva 2.4 Simulaattorin moottorisiltana toimivan kaksitasoisen kolmivaiheinvertterin periaatteellinen kytkentä.

Invertterin kytkimien tiloja voidaan merkitä: ”1”, kun vaihe on kytkettynä positiiviseen potentiaaliin ja ”0”, kun vaihe on kytkettynä negatiiviseen potentiaaliin. Jokaiseen vaiheeseen voidaan kytkeä potentiaali $\pm \frac{1}{2}U_{DC}$. Kytkimien tiloista ja moottorin vaihevirroista saadaan laskettua välipiirin virta

$$I_{DC} = S_A i_{mA} + S_B i_{mC} + S_C i_{mC}. \quad (2.11)$$

Johtavan tilan jännitehäviö saadaan

$$\Delta U_{vaihe} = \pm U + Ri, \quad (2.12)$$

missä R ja U ovat transistorin johtavan tilan resistanssi ja kynnsjännite silloin, kun vaihe on kytkettynä positiiviseen potentiaaliin ja virran suunta on positiivinen sekä silloin, kun vaihe on kytkettynä negatiiviseen potentiaaliin ja virran suunta on negatiivinen. Vastaavasti R ja U ovat diodin johtavan tilan resistanssi ja kynnsjännite silloin, kun vaihe on kytkettynä positiiviseen potentiaaliin ja virran suunta on negatiivinen sekä silloin, kun vaihe on kytkettynä negatiiviseen kiskoon ja virran suunta on positiivinen. Kynnsjännitteen etumerkiksi tulee ”+”, kun virran suunta on positiivinen ja ”-”, kun virran suunta on negatiivinen. Vaiheen jännite saadaan

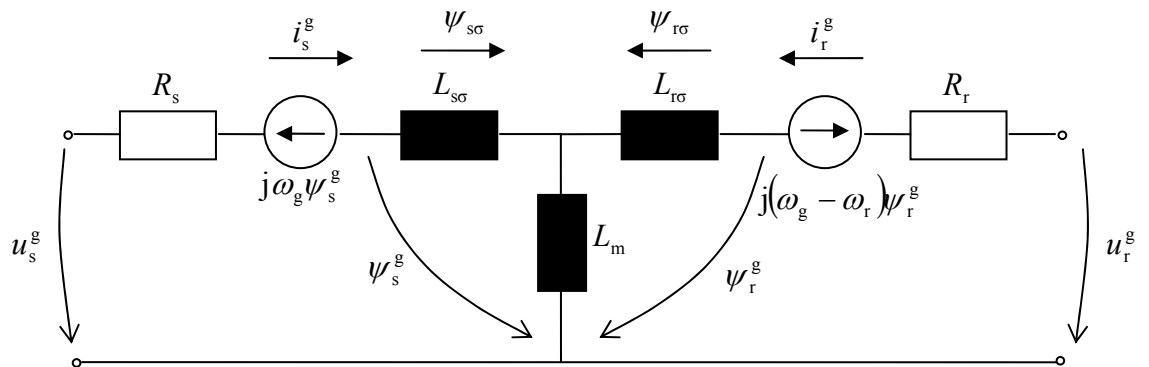
$$U_{vaihe} = \pm \frac{1}{2}U_{DC} - \Delta U_{vaihe}, \quad (2.13)$$

missä välipiirin tasajännitteen etumerkki on ”+”, kun vaihe on kytkettynä positiiviseen potentiaaliin ja ”-”, kun vaihe on kytkettynä negatiiviseen potentiaaliin. Vaihejännitteet muutetaan staattorikoordinaatistoon, jotka ovat moottorinmallin tulosuurena.

2.3 Analyttinen moottorimalli

Moottorimoduulille tulosuurena ovat moottorin vaihejännitteet staattorikoordinaatistossa ja lähtösuureina moottorin vaihevirratt ja sähköinen vääntömomentti. Moottorimallille annetaan parametreina normaalit moottorin sijaiskytkennän parametrit, staattorin ja roottorin resistanssit sekä induktanssit, magnetointi-induktanssi, nimellisvirta ja -jännite. Lisäksi tarvitaan napapariluku ja nimellistaajuus sekä moottorin hitausmassa mekaniikan mallintamiseen. Säätomoduuli saa tiedon moottorimallilta ns. mittaussuureina. Simulaattorin ollessa vielä keskeneräinen, moottorimallin staattorikäänivuokomponentteja käytetään suoraan säädön käyttämän käänivuuestimaatin korjaamiseen, mikä ei tietenkään todellisessa käytössä olisi mahdollista. Jatkossa analyttinen moottorimalli korvataan FEM-moottorimallilla ja induktiomootorin lisäksi tullaan mallintamaan myös kestopalettitahtikone.

Simulaattorin induktiomootorimalli perustuu epätahtimoottorin avaruusvektoriteorian sijaiskytkentään, joka on esitetty kuvassa 2.5.



Kuva 2.5 Avaruusvektoriteorian mukainen epätahtimoottorin malli yleisessä koordinaatistossa, joka pätee myös muutostiloissa. Staattorikoordinaatistossa $\omega_g = 0$ ja roottorikoordinaatistossa $\omega_g = \omega_r$. ω_r on roottorin pyörimisnopeuden sähköinen kulmanopeus. (Pyrhönen, 2003)

Tarkasteltaessa epätahtimoottorin jänniteyhtälöitä yleisellä kulmanopeudella ω_g pyörivässä koordinaatistossa voidaan staattorijännitteen vektorille \mathbf{u}_s^g muodostaa seuraava yhtälö

$$\mathbf{u}_s^g = R_s \mathbf{i}_s^g + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s^g}{dt} + j\omega_g \boldsymbol{\psi}_s^g, \quad (2.14)$$

missä R_s on staattori-resistanssi, \mathbf{i}_s^g staattorivirran vektori ja $\boldsymbol{\psi}_s^g$ staattorikäämivuon vektori. Vastaavasti roottorijännitteen vektorille \mathbf{u}_r^g saadaan

$$\mathbf{u}_r^g = R_r \mathbf{i}_r^g + \frac{d\boldsymbol{\psi}_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \boldsymbol{\psi}_r^g, \quad (2.15)$$

missä R_r on roottori-resistanssi, \mathbf{i}_r^g roottorivirran vektori, $\boldsymbol{\psi}_r^g$ roottorikäämivuon vektori ja ω_r on roottorin sähköinen pyörimiskulmanopeus. Staattorikäämivuon ja roottorikäämivuon vektorit voidaan esittää virtavektorien avulla muodossa

$$\boldsymbol{\psi}_s^g = L_s \mathbf{i}_s^g + L_m \mathbf{i}_r^g \text{ ja} \quad (2.16)$$

$$\boldsymbol{\psi}_r^g = L_m \mathbf{i}_s^g + L_r \mathbf{i}_r^g. \quad (2.17)$$

Paikallaan pysyvässä staattoriin kiinnitettyssä on koordinaatiston kulmanopeus $\omega_g=0$. Järjestelemällä termejä saadaan yhtälöille tilaesitysmuoto. Jakamalla vektorit pitkittäiseen ja poikittaiseen komponenttiin sekä käyttämällä kokonaishajaannuksen hajakerrointa σ voidaan staattorikäämivuon vektorin muutokselle kirjoittaa seuraava matriisimuoto

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{s\alpha}^s \\ \psi_{s\beta}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{s\alpha}^s \\ \psi_{s\beta}^s \\ \psi_{r\alpha}^s \\ \psi_{r\beta}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_\alpha^s \\ u_\beta^s \end{bmatrix}. \quad (2.19)$$

Roottorikoordinaatistossa koordinaatiston kulmanopeus $\omega_g=\omega_r$. Oikosulkukoneen roottorikäämitys on oikosulussa, joten lähdejännite $u_r=0$. Roottorikäämivuon vektorin muutokselle saadaan vastaava matriisimuoto roottorikoordinaatistossa

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{rd}^r \\ \psi_{rq}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r} & 0 & -\frac{R_r}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r} & 0 & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sd}^r \\ \psi_{sq}^r \\ \psi_{rd}^r \\ \psi_{rq}^r \end{bmatrix}. \quad (2.20)$$

Staattorin ja roottorin virtavektorit voidaan ratkaista käämivuon vektorien ja induktanssien avulla yhtälöistä (2.16) ja (2.17). Avaruusvektoriteorian avulla voidaan epätahtikoneen hetkellinen sähköinen vääntömomentti kirjoittaa muotoon

$$t_e = -\frac{3}{2} p \frac{(\sigma-1)}{\sigma} \psi_s \times \psi_r. \quad (2.21)$$

Suhteellisarvoilla laskettaessa kerroin $-3/2 p$ häviää, jolloin yhtälö yksinkertaistuu muotoon

$$t_{e,pu} = \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \psi_s \times \psi_r \quad (2.22)$$

jakamalla käänmivuovektorit komponentteihin saadaan laskennallisesti yksinkertaisempi muoto

$$t_{e,pu} = \frac{(1-\sigma)}{\sigma} (\psi_{sd} \psi_{rq} - \psi_{sq} \psi_{rd}). \quad (2.23)$$

Suhteellinen vääntömomentti perustuu staattorissa nimellispisteessä vallitsevaan näennäistehoon. Siten suhteellinen akseliteho ja vääntömomentti ovat nimellispisteessä häviöiden ja tehokertoimen $\cos \varphi$ verran ykköistä pienempiä (Niiranen 2000). Moottorin pyörimisnopeus saadaan pyörivän liikkeen perusyhtälön avulla

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p}{J} (T_e - T_L). \quad (2.24)$$

Oikosulkumoottorin mallintamiseen kompleksisilla avaruusvektoreilla tarvitaan siis viiden ensimmäisen kertaluvun differentiaaliyhtälön ryhmä ja yksi algebrallinen yhtälö. Simulaattorissa käytetään neljännen kertaluvun Runge-Kutta-menetelmää moottoria kuvaavien differentiaaliyhtälöiden integroimiseen.

2.4 Säätojärjestelmä

Säätojärjestelmänä simulaattorissa toimii suora vääntömomentin säätö, jonka toimintaa on esitelty luvussa 1.4.5. Simulaattori pyrkii mallintamaan todellista säätöä. Säädon realisaation suuren kaupallisen merkityksen takia ei simulaattorin säätölohkoa esitetä tässä työssä yksityiskohtaisesti. Säätojärjestelmä on toteutettu kolmella eri aikatasolla. Nopein eli 25 mikrosekunnin aikataso sisältää moottorissa vaikuttavan jännitevektorin laskennan yhtälöiden (1.29) ja (1.30) mukaisesti,

käämivuon integroinnin jännitevektorista yhtälöiden (1.32) ja (1.33) mukaisesti, mitattujen virtojen muuttamisen staattorikoordinaatistoon, vääntömomentin ja käämivuon hystereesissäädöt, välipiirin jännitteen hystereesissäädön ja vääntömomenttiestimaatin laskemisen.

100 mikrosekunnin taso sisältää staattorijännitteiden korjauksen tehokytkimien jännitehäviöiden osalta, käämivuon korjauksen staattorissa tapahtuvien jännitehäviöiden osalta ja käämivuoestimaatin ns. keskipistekorjauksen. Keskipistekorjauksen avulla estetään todellisen moottorin käämivuon ajautuminen pois origokeskeiseltä radalta (Niemelä, 1999). Käämivuoestimaatin korjaus on toteutettu suoraviivaisesti käyttämällä analyyttisen moottorimallin käämivuoestimaattia sopivalla kertoimella. Käämivuoestimaatin korjauksen toteutus poikkeaa siis tältä osin todellisen moottorisäädön estimaatin korjauksesta.

Kolmas eli yhden millisekunnin taso sisältää kytkentätaajuuden laskemisen, DC-välipiirin jännitteen hallinnan, kentänheikennyssäädön, vääntömomentin ohjearvon säätimen ja nopeussäätimen.

Simulaattoriin on mallinnettu epäideaalisuuksina virran mittauksen viive sekä virran ja välipiirin jännitteen A/D-muunnos. Virran mittauksen viive on aseteltavissa tässä versiossa 5 mikrosekunnin välein. Mitatulle virralle ja välipiirin jännitteelle simuloidaan 9-bittinen A/D-muunnos, jonka resoluutio on suhteutettu todellista käyttöä vastaavan taajuusmuuttajan maksimivirran i_{\max} ja -jännitteen u_{\max} mukaan. Virran ja jännitteen A/D-muunnosta voidaan simuloida yhtälöillä

$$i_{A/D,pu} = \frac{i_{\max}}{2^8 I_b} \text{int} \left(\frac{2^8 I_b}{i_{\max}} i_{pu} \right) \quad (2.25)$$

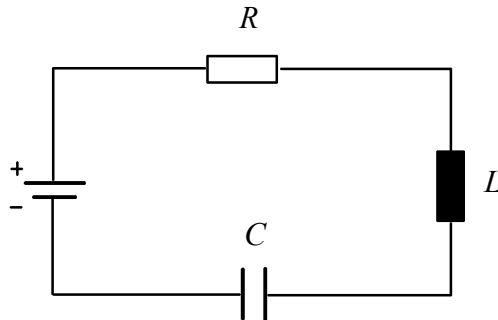
ja

$$u_{DC,A/D,pu} = \frac{u_{\max}}{2^9 U_b} \text{int} \left(\frac{2^9 U_b}{u_{\max}} u_{DC,pu} \right), \quad (2.26)$$

missä i_{pu} ja $u_{DC,pu}$ ovat mitattujen suureiden p.u. -arvot. Yhtälöissä (2.25) ja (2.26) merkintä $\text{int}(x)$ tarkoittaa, että laskennassa käytetään luvun kokonaislukuosaa.

3 INTEGROINTIMENETELMIEN VERTAILU

Luvussa 1.5 esiteltyjä integrointimenetelmiä vertailtiin simuloimalla kuvassa 3.1 esitettyä RLC -sarjaresonanssipiiriä, kun siihen kytketään tasajännite. RLC -piirille muodostettiin tilayhtälömalli, jota vertaillaan Laplace-muunnoksen avulla muodostettuun analyttiseen ratkaisuun.



Kuva 3.1 Integrointimenetelmien vertailussa käytetty RLC - piiri.

Kuvassa 3.1 esitetylle RLC -piirille voidaan kirjoittaa jänniteyhtälö ajan funktiona

$$e(t) = L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int idt + U_{C0}, \quad (3.1)$$

joka on toisen kertaluvun differentiaaliyhtälö. Yhtälöllä voidaan Laplace-muunnoksen avulla määrittää analyttinen ratkaisu. Yhtälön (3.1) Laplace-muunnos on

$$\frac{E}{s} = LsI(s) - LI_{L0} + RI(s) + \frac{1}{Cs} I(s) + \frac{U_{C0}}{s}, \quad (3.2)$$

kun kytkettävä jännite on tasajännite. Olettamalla piiri alkuhetkellä jännitteettömäksi ja virrattomaksi $U_{C0}=0$ ja $I_{L0}=0$, saadaan yhtälöstä (3.2) ratkaistua virralle

$$I(s) = \frac{E}{L \left(s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC} \right)}. \quad (3.3)$$

Karakteristisesta yhtälöstä voidaan ratkaista juuret

$$s_{1,2} = -\frac{R}{L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L} \right)^2 - \frac{1}{LC}}. \quad (3.4)$$

Juuret ovat aina reaalisaltaan negatiiviset, koska $\frac{R}{L} > \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}$. Jos $R^2 < 4L/C$, juuret muodostavat kompleksiparin ja ovat muotoa $s_{1,2} = -x \pm jy$. Tällöin piirin virran muoto on vaimeneva sinifunktio. Virran käänneismuunnokseksi saadaan

$$i(t) = \frac{e}{\omega L} e^{-\frac{R}{2L}t} \sin(\omega t), \quad (3.5)$$

missä kulmataajuus

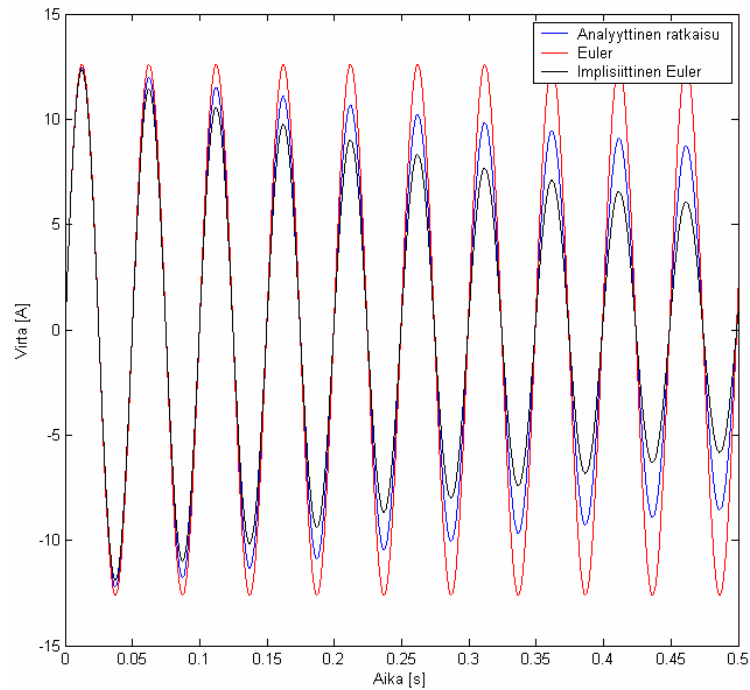
$$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}. \quad (3.6)$$

Toisen kertaluvun differentiaaliyhtälö (3.1) voidaan numeerisen ratkaisemisen suorittamiseksi jakaa kahdeksi ensimmäisen kertaluvun differentiaaliyhtälöiksi

$$i = \frac{1}{L} \int (e(t) - Ri - u_C) dt \quad \text{ja} \quad (3.7)$$

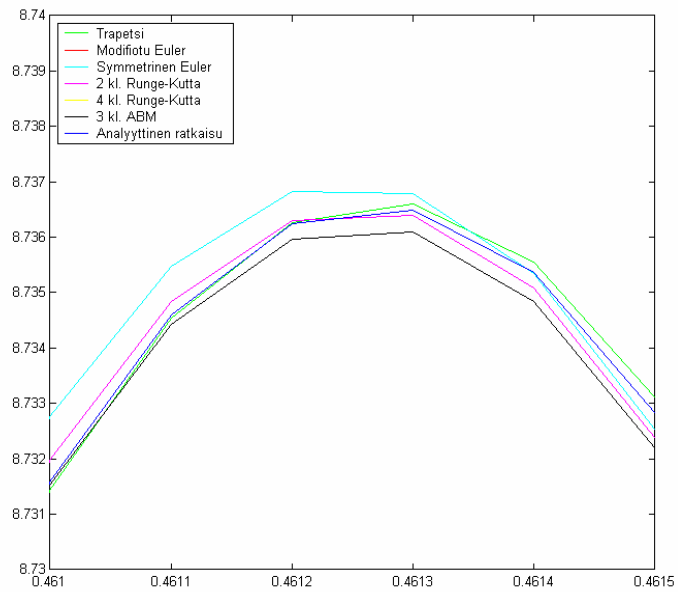
$$u_C = \frac{1}{C} \int i dt. \quad (3.8)$$

Yhtälöt (3.7) ja (3.8) muodostavat differentiaaliyhtälöryhmän, joka voidaan ratkaista numeerisella integroinnilla. Kuvassa (3.2) on esitetty virran käyrämuoto kymmenen jakson ajalta aikavälillä 0...0.5 sekuntia analyttisesti ratkaistuna sekä Eulerin menetelmällä ja implisiittisellä Eulerin menetelmällä integroituna askelpituudella 0.1 ms. Muilla tässä esitetyillä menetelmillä absoluuttinen maksimivirhe 0.1 ms askelpituudella on pienempi kuin 0.03 A, jolloin sen havaitseminen kuvasta 3.2 olisi mahdotonta. Kuvassa 3.3 on esitetty piirin virta aikavälillä 0.461...0.4615 sekuntia, josta huomataan muiden integrointimenetelmien approksimoivan analyttistä ratkaisua hyvin 0.1 ms askelpituudella.



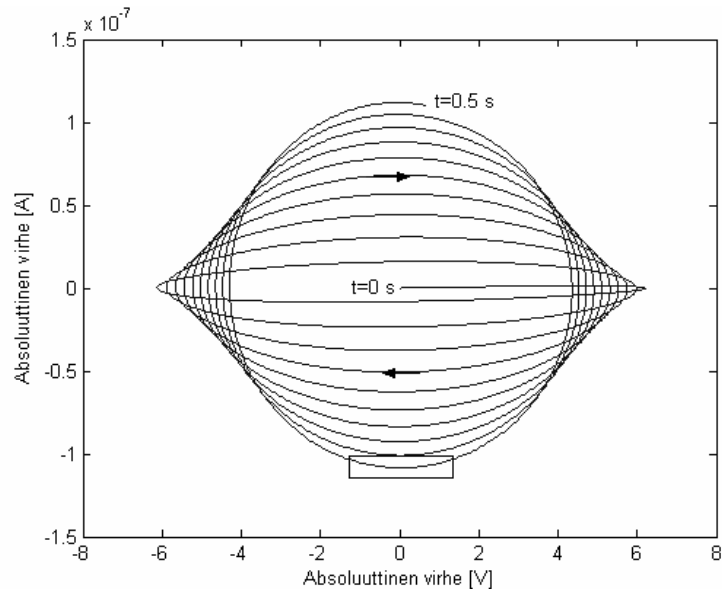
Kuva 3.2 RLC -piirin virta aikavälillä $0 \dots 0.5$ s, kun piiriin kytketään askelmainen jännite $e = 1000$ V ajanhetkellä $t = 0.1$ ms. Simuloitavan piirin parametrit ovat $R = 1 \Omega$, $C = 0.1$ mF ja $L = 630$ mH. Integroinnin askelpituus on 0.1 ms. Virran värähtelytaajuus $f = 20$ Hz.

Kuvasta 3.2 nähdään, että Eulerin – ja implisiittisen Eulerin menetelmän virhe on lähes yhtä suuri, mutta vastakkaismerkkinen. Juuri tätä tietoa käyttää symmetrinen Eulerin menetelmä hyväkseen. Eulerin menetelmän virhe kasvaa 0.1 ms askelpituudella simuloinnin edetessä ja virta jää värähtelemään sinimuotoisesti kuvassa näkyvällä amplitudilla.



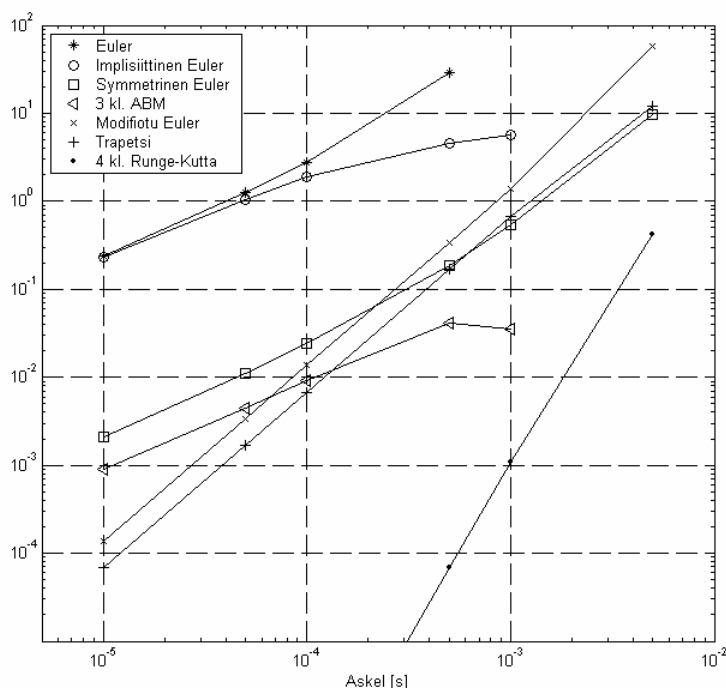
Kuva 3.3 RLC -piirin virta aikavälillä 0.461...0.4615 s, kun piiriin kytketään askelmainen jännite $e = 1000$ V ajanhetkellä $t=0.1$ ms. Simuloitavan piirin parametrit ovat $R = 1 \Omega$, $C = 0.1$ mF ja $L = 630$ mH. Integroinnin askelpituus on 0.1 ms.

Esimerkki virheen käyttäytymisestä integroinnin edetessä on esitetty kuvassa 3.4, jossa on neljännen kertaluvun Runge-Kutta-menetelmän absoluuttisen virhe tilatasossa (u_C, i).



Kuva 3.4 Neljännen kertaluvun Runge-Kutta-menetelmän virheen käyttäytyminen tilatasossa (u_C, i) integroinnin edetessä. Kuvassa olevat nuolet osoittavat virheen muutoksen suunnan ajan suhteen. Suorakaide osoittaa ajanhetken 0.47...0.48 s, jonka virhettä on käytetty integrointimenetelmien virheen vertailussa.

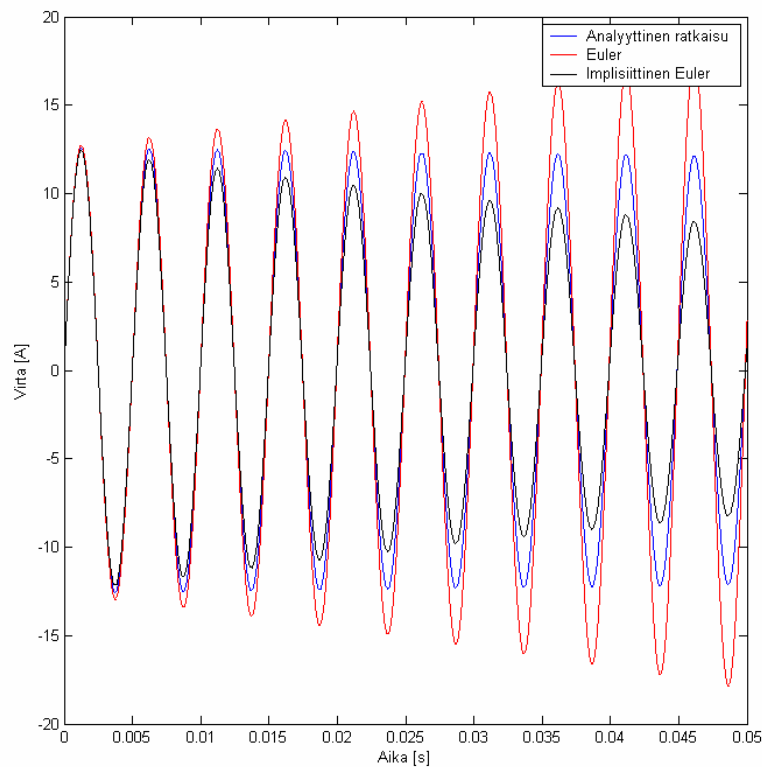
Kuvasta 3.4 nähdään, että integroimalla saatujen ratkaisujen virhe on pääasiassa vaihesiirtovirhettä eikä amplitudivirhettä, jolloin absoluuttinen virran maksimivirhe on ajanhetkellä, jolloin virran suunta muuttuu negatiivisesta positiiviseksi tai toisinpäin. Kuvassa 3.5 on esitetty integrointimenetelmien absoluuttisen maksimivirheen itseisarvo eri integrointimenetelmille aikavälillä 0.47...0.48. Virheet on laskettu käyttämällä 5, 1, 0.5, 0.1, 0.05 ja 0.01 ms askelpituuksia. Suurimmilla askelpituuksilla eivät kaikki menetelmät pystyneet ratkaisemaan yhtälöitä.



Kuva 3.5 Eri integrointimenetelmillä saadut virran absoluuttisen maksimivirheen itseisarvot askelpituuden funktiona. Virheet on laskettu RLC -piirin virrasta ajanhetkellä 0.47...0.48 s, kun virran värähtelytaajuus $f=20$ Hz.

Kuvasta 3.5 nähdään, että yleisesti käytetty 4. kertaluvun Runge-Kutta-menetelmä on muihin tässä esitettyihin menetelmiin verrattuna huomattavasti tarkempi ja virheen itseisarvo pienenee suurimmalla nopeudella askelpituuden lyhentyessä. Huomattavaa on myös symmetrisen Eulerin menetelmän tarkkuus, koska menetelmä on ensimmäistä kertalukua. Simuloinnissa käytetyillä parametrien arvoilla virran värähtelyn taajuudeksi tulee 20 Hz. Piirin resonanssitaajuutta kasvatettiin, että voitaisiin tutkia saadaanko suora riippuvuus integroinnin askelpituudelle ja

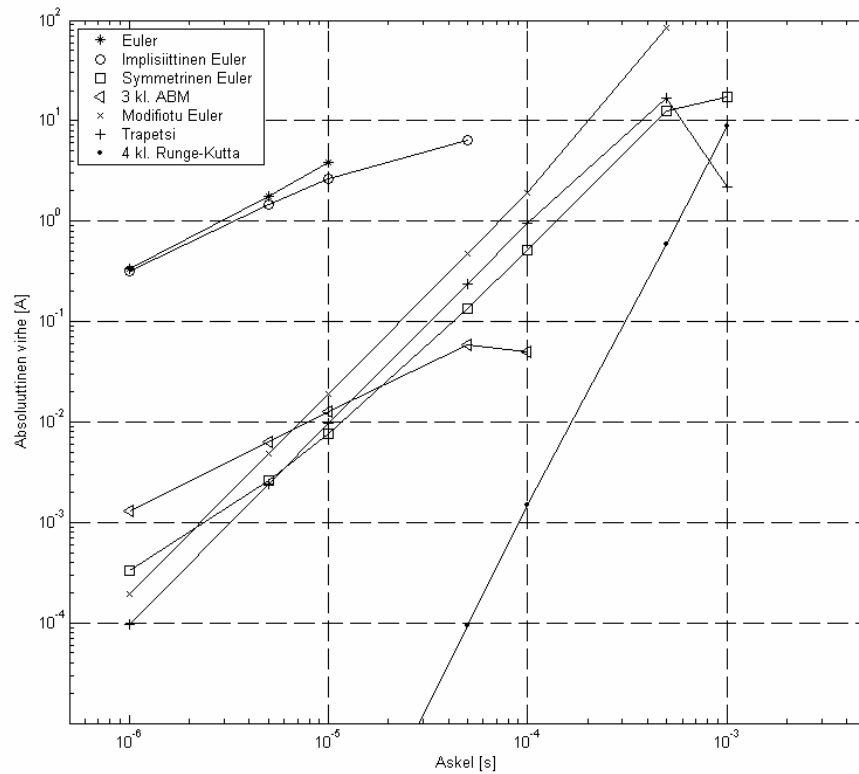
jaksollisen ilmiön värähtelytaajuudelle. Jotta absoluuttiset virheet olisivat vertailukelpoisia, kasvatettiin piirin jännitettä samassa suhteessa resonanssitaajuuteen verrattuna, jolloin virran amplitudi pysyy samana. Voidaan olettaa, että ilmiön taajuuden kasvattamisen dekadilla 20Hz:stä 200Hz:iin vaatii myös askelpituuden pienentämisen dekadilla, jotta virheet olisivat samansuuruiset. Taajuuden muuttaminen suoritettiin kondensaattorin kapasitanssin muuttamisella, jotta systeemin napojen reaaliosa ei muuttuisi, joka aiheuttaisi systeemin dynamiikan muuttumisen. Kuvassa 3.6 on esitetty virran käyrämuoto kymmenen jakson ajalta aikavälillä 0...0.05 sekuntia analyttisesti ratkaistuna sekä Eulerin menetelmällä ja implisiittisellä Eulerin menetelmällä integroituna askelpituudella 0.01 ms.



Kuva 3.6 *RLC*-piirin virta aikavälillä 0...0.05 s, kun piiriin kytketään askelmainen jännite $e = 10000$ V ajanhetkellä $t = 0.01$ ms. Simuloitavan piirin parametrit ovat $R = 1 \Omega$, $C = 1 \mu\text{F}$ ja $L = 630$ mH. Integroinnin askelpituus on 0.01ms. Virran värähtelytaajuus $f = 200$ Hz.

Kuvasta 3.6 havaitaan, että implisiittisen Eulerin menetelmän käytös on vastaava kuin piirin resonanssitaajuuden ollessa 20 Hz:iä. Eulerin menetelmän virhe kasvaa simuloinnin edetessä, jolloin menetelmä on epästabiili. Eulerin menetelmän

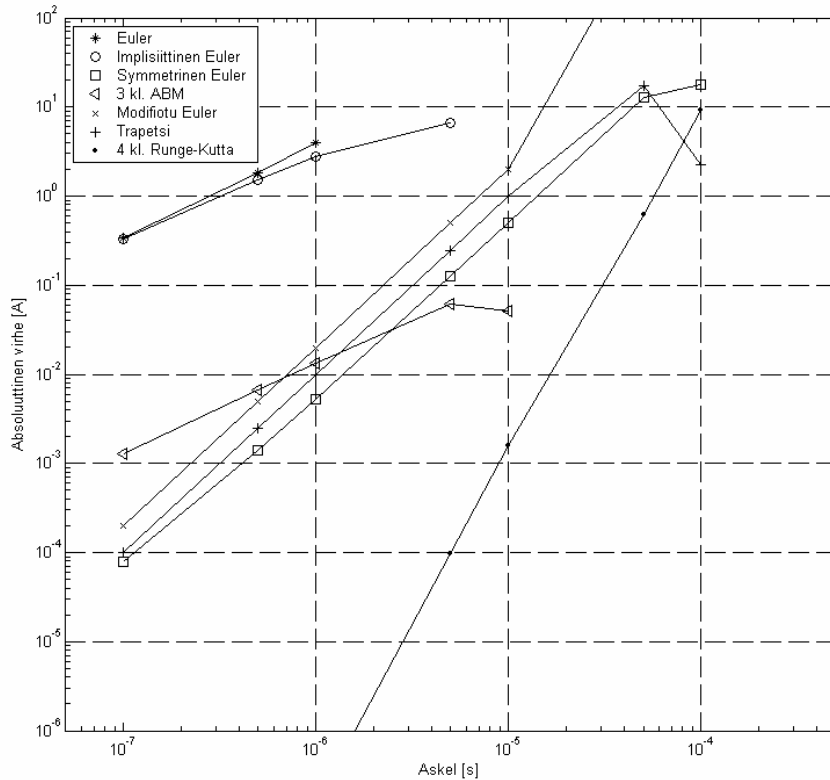
epästabiilius tässä tapauksessa johtuu siitä, että menetelmän askelpituus on stabiiliusrajan lähellä, eikä askelpituuden ja virheen riippuvuus ole lineaarista. Absoluuttisen virheen käyttäytyminen askelpituuden funktiona on esitetty kuvassa 3.7, kun piirin resonanssitaajuus on 200 Hz.



Kuva 3.7 Eri integrointimenetelmillä saadut virran absoluuttisen maksimivirheen itseisarvot askelpituuden funktiona. Virheet on laskettu RLC -piirin virrasta ajanhetkellä $0.047 \dots 0.048$ s, kun virran värähtelytaajuus $f = 200$ Hz

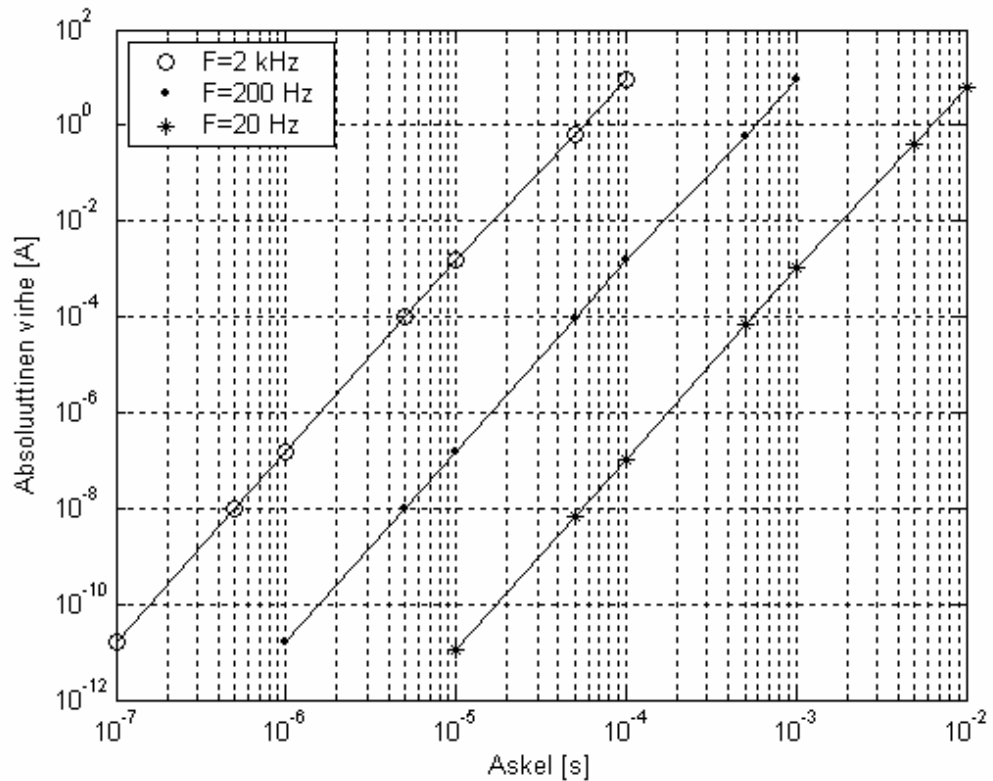
Vertaamalla kuvaa 3.5 ja 3.7 nähdään, että integrointimenetelmien järjestys virheen suhteen on pysynyt likimain muuttumattomana. Tarkastellaan kuvien 3.5 ja 3.7 muutamia pisteitä. Kuvassa 3.5 on trapetsimenetelmän virhe 6.8×10^{-3} A ja 6.8×10^{-5} A askelpituuksilla 0.1 ms ja 0.01 ms. Vastaavilla askelpituuksilla trapetsimenetelmän virhe on 0.96 ja 9.6×10^{-3} kuvassa 3.7, kun tarkasteltavan ilmiön taajuus on noussut dekadilla. Trapetsimenetelmän ollessa toisen asteen menetelmä on virheen pieneneminen kahdella dekadilla askelpituuden pienentyessä dekadilla loogista. Taajuuden kasvattaminen dekadilla johti virheen suurenemiseen kahdella dekadilla. RLC -piirin värähtelytaajuutta kasvattiin 2kHz:iin. Simuloitavan piirin parametrit

ovat $e = 100\,000\text{ V}$, $R = 1\ \Omega$, $C = 0.01\ \mu\text{F}$ ja $L = 630\text{ mH}$. Tarkastelu tehtiin jälleen 10 jakson ajalta eli aikavälillä $0 \dots 0.005\text{ s}$. Absoluuttinen maksimivirhe, joka on esitetty kuvassa 3.7 askelpituuden funktiona kirjattiin aikaväliltä $0.0047 \dots 0.0048$.



Kuva 3.8 Eri integrointimenetelmillä saadut virran absoluuttisen maksimivirheen itseisarvot askelpituuden funktiona. Virheet on laskettu RLC -piirin virrasta ajanhetkellä $0.0047 \dots 0.0048\text{ s}$, kun virran värähtelytaajuus $f = 2\text{ kHz}$.

Kuvasta 3.8 nähdään, että virheen käyttäytyminen on edelleen samantapaista kuin kuvissa 3.5 ja 3.7. Kuvassa 3.8 trapetsimenetelmän virhe on 0.99 A askelpituudella 0.01 ms . Vastaavalla askelpituudella virhe oli $9,6 \times 10^{-3}\text{ A}$, kun taajuus oli 200 Hz ja $6,8 \times 10^{-5}\text{ A}$, kun taajuus oli 20 Hz . Virhe on kasvanut kahdella dekadilla taajuuden kasvaessa dekadilla. Kuvassa 3.9 on esitetty neljännen kertaluvun Runge-Kutta-menettelmän absoluuttiset virheet askelpituuden funktiona.



Kuva 3.9 Neljännen kertaluvun Runge-Kutta-menetelmällä saadut absoluuttiset virheet askelpituuden funktiona, kun piirin resonansitaajuus on 2 kHz, 200 Hz ja 20 Hz.

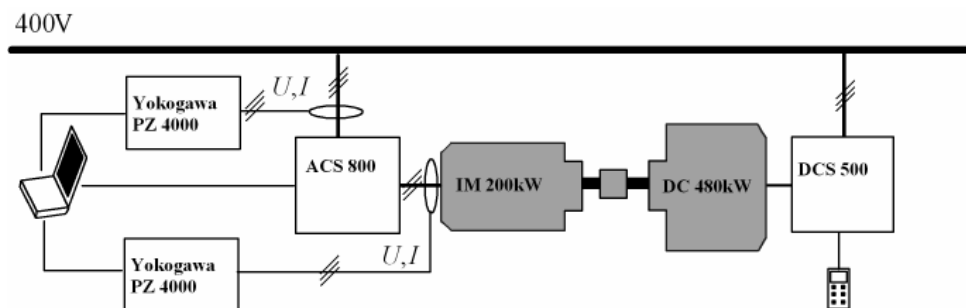
Kuvasta 3.9 nähdään, neljännen kertaluvun Runge-Kutta-menetelmällä virhe pienenee neljällä dekadilla, kun askelpituutta pienennetään dekadilla. Samalla askelpituudella virhe kasvaa neljällä dekadilla, kun taajuus kasvaa dekadilla. Tämä johtuu tietenkin laskettavien pisteiden määrästä jokaista värähtelyjaksoa kohti. Kun pisteitä on saman verran jaksoa kohti, päästään samaa suuruusluokkaa olevaan virheeseen. Myös muilla integrointimenetelmillä virhe käyttäytyy samalla tavalla, kun askelpituus on riittävän pieni.

4 SIMULAATTORIN JA TODELLISEN KÄYTÖN VERTAILU

Simulaattorin ja todellisen käytön vertailua suoritettiin kahdessa eri pisteessä - taajuudenmuuttajan lähtötaajuuden perusaallon ollessa 25 Hz ja 40 Hz. Aivan matalimmat syöttötaajuudet ja kentänheikennysalue on jätetty vertailusta pois, koska näiltä osin simulaattorin käyttämä ohjauskoodi oli keskeneräistä.

4.1 Mittausjärjestelyt

Mittauksia varten kytkettiin ABB:n ACS 800 sarjan taajuusmuuttaja 400 V:n jännitteeseen, jolla syötettiin saman valmistajan 200 kW:n oikosulkumoottoria. Oikosulkumoottoria kuormitettiin 480 kW:n Strömbergin valmistamalla DC-moottorilla, jota ohjattiin DCS 500 tasavirtakäytöllä, kuva 4.1. Jännitteen ja virran mittaukseen taajuusmuuttajan kummaltakin puolelta käytettiin Yokogawa PZ 4000 tehoanalysaattoreita. Virranmittauksessa käytettiin virtamuuntajia. Mittausjärjestelmän aiheuttamia virheitä käsitellään luvussa 4.3.3.



Kuva 4.1 Mittausjärjestely, joka koostuu taajuusmuuttajalla ohjatusta oikosulkumoottorista, jota kuormitetaan tasasähkökoneella. Tiedon keräämiseen käytetään tehoanalysaattoreita.

Taulukossa 4.1 on esitetty mittauksissa käytetyn M3BP 315 MLA 4B3 oikosulkumoottorin arvot ja taulukossa ACS800-02-0260-5 taajuusmuuttajan nimellisarvot.

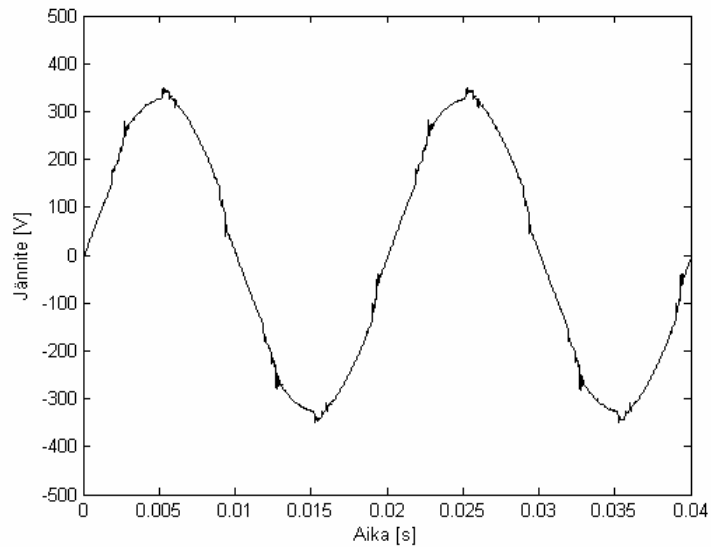
Taulukko 4.1. Mittauksissa käytetyn M3BP 315 MLA 4B3 oikosulkumoottorin arvot.

Nimellisteho P_n [kW]	200
Nimellinen pyörimisnopeus [rpm]	1486
Nimellisjännite U_n [V]	400
Nimellisvirta I_n [A]	350
Nimellistaajuus f_n [Hz]	50
Napapariluku p	2
Roottorin hitausmomentti J_n [kgm ²]	3.5

Taulukko 4.2. Mittauksissa käytetyn ACS800-02-0260-5 taajuusmuuttajan nimellisarvot.

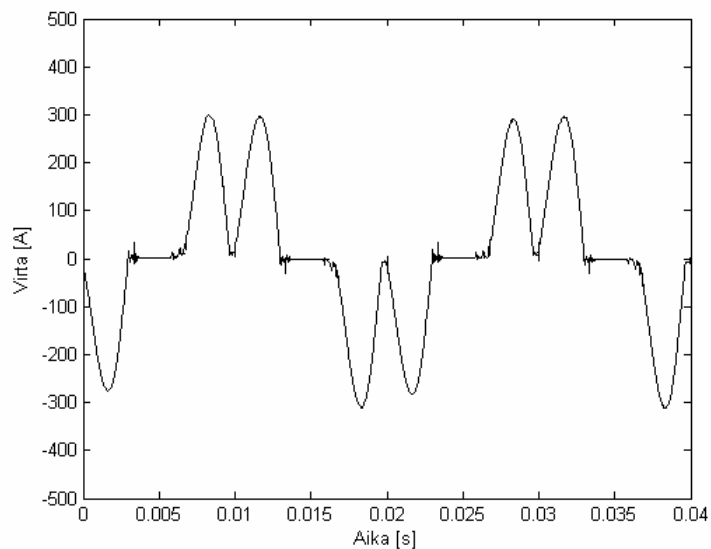
Maksimivirta [A]		432
Normaalikäyttö	Nimellisteho [kW]	160
	Nimellisvirta [A]	284
Raskas käyttö	Nimellisteho [kW]	110
	Nimellisvirta [A]	224

Mittaukset suoritettiin taajuudenmuuttajan lähtötaajuuden perusaallon ollessa 25 Hz ja 40 Hz. Taajuudet valittiin niin, että simulaattorilla pystyttiin simuloimaan vastaavat tilanteet kentänheikennyssäädön ollessa vielä keskeneräinen. Oikosulkumoottorin kuorma säädettiin niin, että moottorin ottama virta vastaasi taajuudenmuuttajan kovan rasituksen virtaa (eng. heavy duty use), joka mittauksissa käytetylle taajuudenmuuttajalle oli 224 A. Kuvissa 4.2...4.4 on esitetty mitatut suureet taajuudenmuuttajan lähtötaajuuden perusaallon ollessa 40 Hz. Kuvassa 4.2 esitetystä verkkojännitteestä ja kuvassa 4.4 esitetystä taajuudenmuuttajan lähtöjännitteestä on poistettu mittausjärjestelmästä muodostuva yhteismuotoinen jännite. Kuvassa 4.3 on esitetty verkkovirran ja kuvassa 4.4 moottorin virran käyrämuodot ajan suhteen.



Kuva 4.2 Verkon pääjännitteen käyrämuoto tehoanalysaattorilla mitattuna.

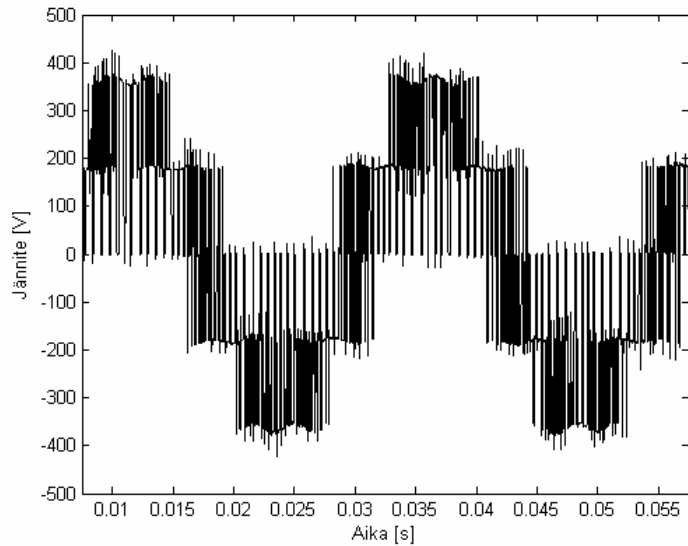
Verkon pääjännitteen kuvasta 4.2 voidaan havaita sillan kommutoinnista aiheutuvat säröt verkkojännitteessä 3.33 millisekunnin välein. Kommutointeja tapahtuu siis $\pi/3$ välein.



Kuva 4.3. Diodisillan tulovirran käyrämuoto tehoanalysaattorilla mitattuna.

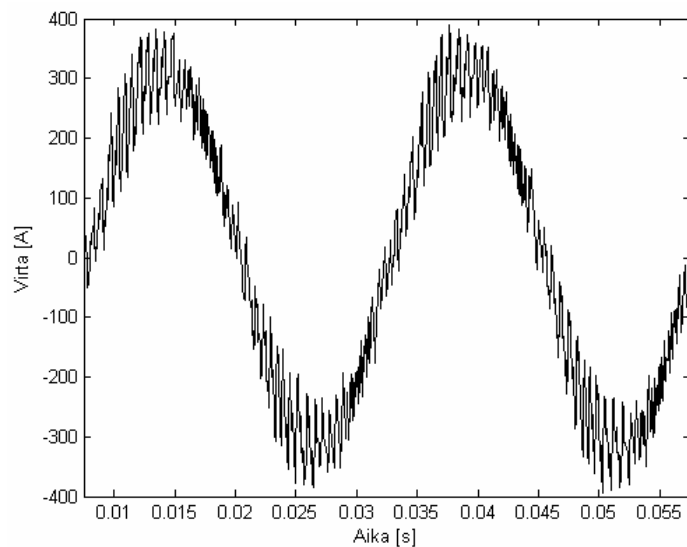
Vaihevirran käyrämuodossa toistuvat diodisillalle tyypilliset kaksi selkeää pulssia jokaisella puolijaksolla, jolloin virran käyrämuoto on jäniksen korvien muotoinen (eng. rabbit ear waveform). AC-kuristin yhdessä välipiirin kapasitanssin kanssa muodostaa LC -suodattimen, joka vähentää virran yliaaltosisältöä. Vaihevirran

käyrämuodosta voidaan havaita laboratorion syöttöverkon ja AC-kuristimen pieni induktanssi suhteessa moottorin ottamaan virtaan.



Kuva 4.4 Pääjännitteen käyrämuoto Yokogawan tehoanalysaattorilla mitattuna, kun taajuusmuuttajan lähtöjännitteen perusaallon taajuus on 40 Hz ja kytkentätaajuus 1.5 kHz.

Taajuusmuuttajan lähdön käyrämuodosta nähdään, miten taajuusmuuttaja muodostaa erilaiset lähtötaajuudet pulssien määrää ja leveyttä muuttamalla. Kuvasta nähdään taajuudenmuuttajan lähtötaajuuden perusaallon olevan 40 hertsiä.



Kuva 4.5 Vaihevirran käyrämuoto Yokogawa-tehoanalysaattorilla mitattuna, kun taajuusmuuttajan lähtötaajuus on 40 Hz ja kytkentätaajuus 1.5 kHz.

Vaihevirran käyrämuodosta nähdään virran säröytyminen. Virran säröytymistä aiheuttaa moottorin epäideaalisuuksien lisäksi erityisesti taajuusmuuttajan muodostaman jännitteen poikkeaminen sinimuotoisesta.

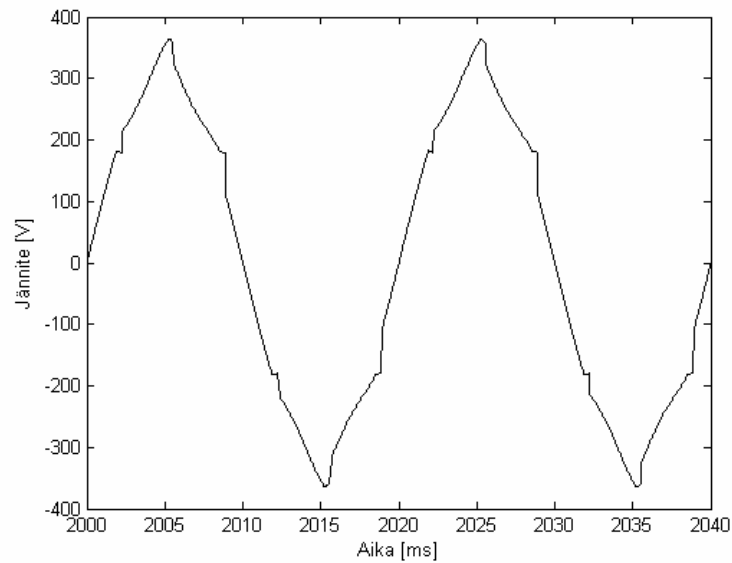
4.2 Simulaattori

Taajuusmuuttajan identifiointiajon avulla saatuja moottorin sijaiskytkennän parametreja on hieman muokattu, jotta analyttinen moottorimalli vastaisi paremmin todellista moottoria. Tämä on jouduttu tekemään sen takia, ettei simulaattorin moottorimalli sisällä mitään epäideaalisuuksia. Simuloinnissa käytetyt moottorin parametrit on esitetty taulukossa 4.3.

Taulukko 4.3. Simulaattorissa käytetyn moottorin sijaiskytkennän parametrit.

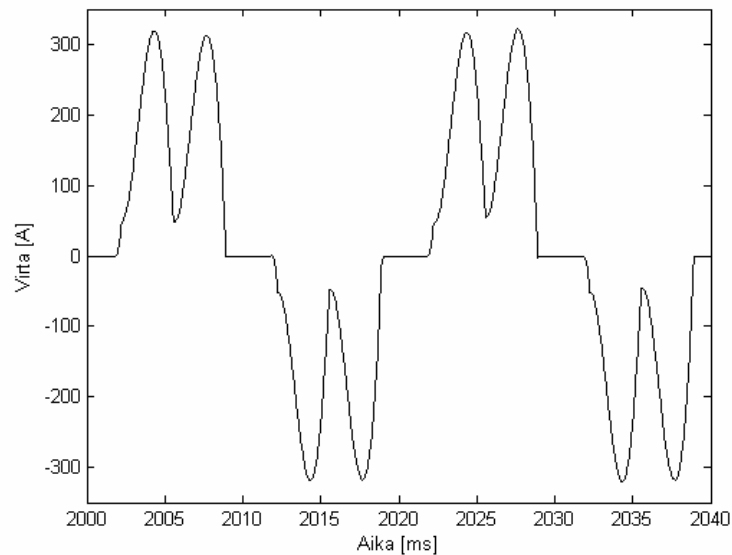
Sijaiskytkennän parametri	Reaaliarvot	Suhteellisarvot
Staattoriresistanssi R_s	9.55m Ω	0.0145
Roottoriresistanssi R_r	9.83m Ω	0.0149
Staattorin hajaannus L_s	0.14mH	0.0670
Roottorin hajaannus L_r	0.21mH	0.1005
Magnetointi-induktanssi L_m	6.73mH	3.2039

Simulaattorissa käytettiin samoja käämivuon ja vääntömomentin hystereesirajoja, jotka talletettiin todelliselta käytöltä. Hystereesit skaalattiin DSP-skaalauksista reaalityyppiksi ja suhteutettiin simulaattorin käämivuon ja vääntömomentin perusarvoja vastaaviksi. Ensin simuloinneissa asetettiin virranmittausviive nolaksi ja A/D-muunnos pois päältä. Simulaattorista talletettiin simulointipisteet 25 mikrosekunnin välein, joka on lyhin mahdollinen näytteistysaika. Kuvissa 4.6...4.9 on esitetty simuloidut suuret, kun taajuudenmuuttaja ohjataan taajuussäädöllä, jonka ohjearvona on 40 Hz.



Kuva 4.6. Simuloitu verkon pääjännitteen käyrämuoto.

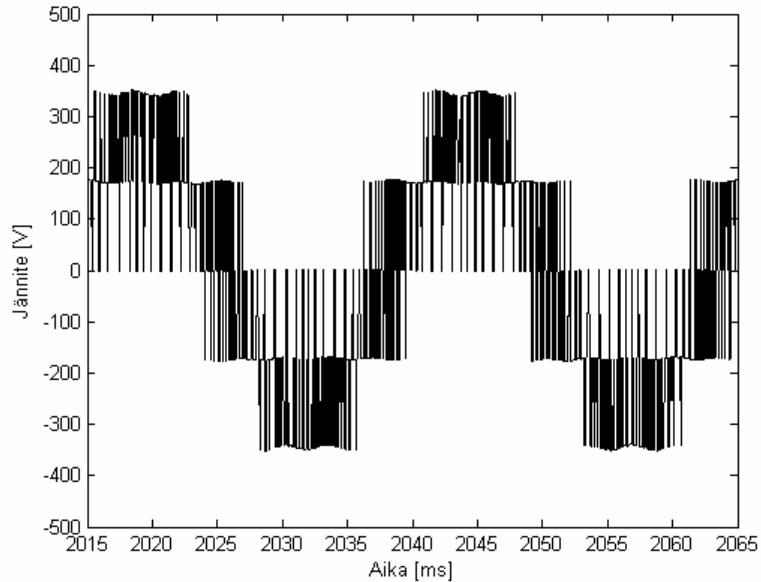
Kuvasta 4.6 nähdään kommutoinnin aiheuttamat muutokset jännitteen käyrämuotoon. Simuloidussa jännitteessä ei näy korkeataajuisia yliaaltoja, kuten mitatussa jännitteessä. Jännitteen käyrämuoto on vääristynyt ja kommutoinnit näkyvät selvemmin kuin mitatusta jännitteestä.



Kuva 4.7 Simuloitu verkon vaihevirran käyrämuoto.

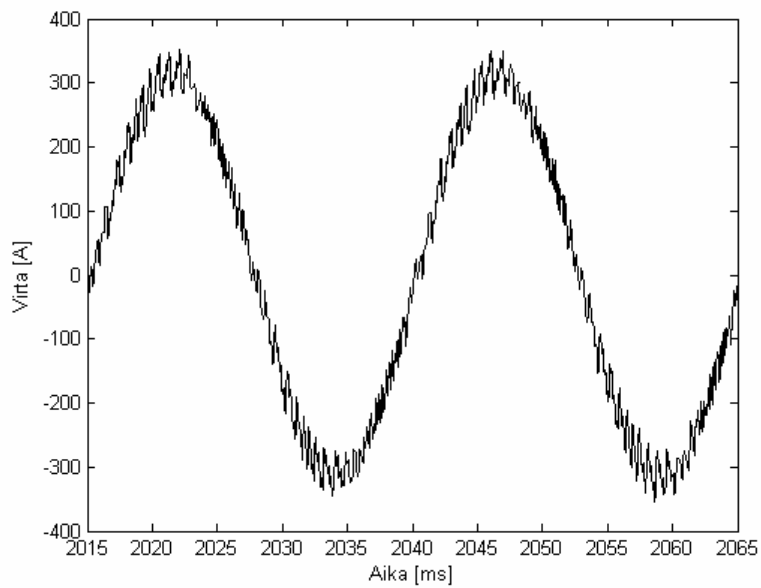
Diodisillan tulovirran käyrämuodossa toistuu sama kuvio, kuin todellisessakin käytössä. Virta ei kuitenkaan laske pulssien välillä aivan yhtä pieneksi, kuin

todellisessa käytössä. Tästä voidaan päätellä, ettei simulaattorin verkon oikosulkuinduktanssi ole aivan samansuuruinen, kuin todellisessa käytössä.



Kuva 4.8 Simuloitu taajuusmuuttajan lähtöjännite.

Kuvasta 4.8 nähdään, että simulaattorin taajuusmuuttajan lähtöjännite on säännöllisempää kuin todellisen käytön vastaava ja jännitteen amplitudivaihteluista voidaan nähdä välipiirin jännitteen vaihtelut.

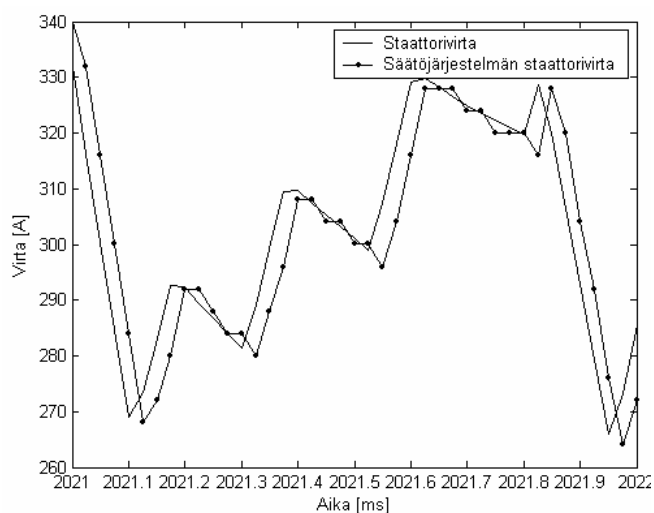


Kuva 4.9. Simulaattorin moottorin vaihevirta.

Simulaattorin moottorin vaihevirrasta nähdään taajuuden olevan 40 hertsiä. Verrattuna todellisen käytön moottorin vaihevirtaan, on simulaattorista saatava virta vähemmän säröytynyttä.

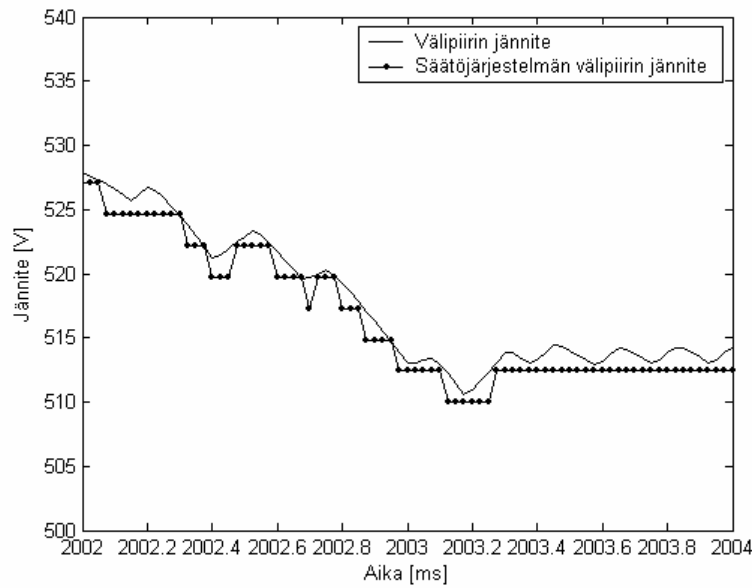
4.2.1 A/D–muunnoksen ja virranmittauksen viiveen vaikutus

Simulaattorissa voidaan A/D-muunnos kytkeä päälle mitatulle virralle ja välipiirin jännitteelle, jolloin säätöjärjestelmä näkee todenmukaisemman jännitteen ja virran. A/D-muunnos suoritetaan yhtälöiden (2.25) ja (2.26) mukaisesti. Virran A/D-muunnoksen resoluutioksi saadaan 4 A ja välipiirin jännitteen resoluutioksi 2.44 V. Simulaattorin virranmittauksen viive on aseteltavissa 5 mikrosekunnin välein. Kuvassa 4.10 on esitetty virranmittauksen viiveen ja A/D-muunnoksen vaikutus säätöjärjestelmän näkemään virtaan.



Kuva 4.10. A/D-muunnoksen ja virran mittauksen viiveen vaikutus säätöjärjestelmän näkemään virtaan.

Kuvasta voidaan nähdä säätöjärjestelmän näkemän virran resoluution olevan 4 A ja viiveen olevan 25 mikrosekuntia. Kuvassa 4.11 on esitetty A/D-muunnoksen vaikutus välipiirin jännitteen käyrämuotoon.



Kuva 4.11. A/D-muunnoksen vaikutus simulaattorin säätöjärjestelmän näkemään välipiirin jännitteeseen.

Välipiirin jännitteen kuvasta voidaan havaita selkeästi A/D-muunnoksen vaikutus välipiirin jännitteeseen, jolloin säätöjärjestelmän käyttämä välipiirin jännite muuttuu 2.44 voltin portain.

4.3 Vertailu

Simulaattorin ja todellisen käytön virroille ja jännitteille oli määritelty, että niiden tulisi vastata käyrämuodoltaan toisiaan silmämääräisesti vertailtaessa. Lisäksi harmonisten kokonaissäröjen olisi oltava lähellä toisiaan ja taajuustasossa analysoituna spektrissä tulisi näkyä samanlaiset yliaaltojen aiheuttamat piikit. Vertailussa on simulaattorissa käytetty 10 mikrosekunnin virranmittauksen viivettä ja A/D-muunnos on asetettu päälle. Silmämääräistä vertailua varten on kuvissa 4.2...4.5 esitetyt mitatut suureet ja kuvissa 4.6...4.9 esitetyt simuloidut suureet esitetty samoissa kuvaajissa liitteessä II. Virran säröytymisastetta voidaan kuvata harmonisella kokonaissäröllä *THD* (eng. total harmonic distortion), joka voidaan laskea yhtälöllä

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1}, \quad (4.1)$$

missä I_1 on virran perustaajuinen komponentti ja I_n on virran yliaaltokomponentti, jonka järjestysluku on n . Kokonaissärö kuvaa harmonisten yliaaltojen määrää suhteessa virran peruskomponenttiin. Samalla tavalla voidaan laskea myös jännitteen harmoninen särö. Taajuustasoanalyysi suoritettiin diskreetillä Fourier-muunnoksella mitatusta ja simuloidusta datasta käyttämällä 10 kokonaista jaksoa. Fourier-muunnoksella saatavat taajuuskomponentit määräytyvät näytejonon pituuden ja näytteistysvälin mukaan. Tässä työssä on *THD* laskettu yhtälön (4.2) mukaisesti kaikista taajuuskomponenteista 2.5 hertsin välein taajuusalueella 0-20kHz.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{f=0}^{20000} I_f^2}}{I_1} \times 100 \%, \quad (4.2)$$

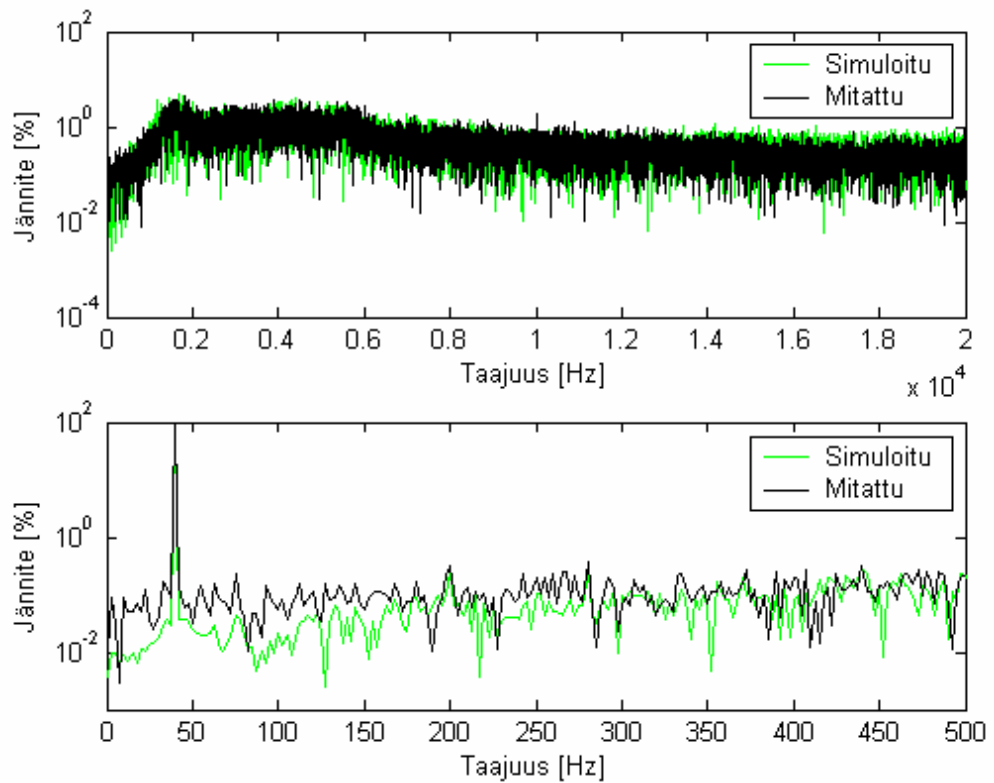
missä I_f on taajuutta f vastaavan virran tai jännitteen amplitudi. *THD*:n tulokset on suhteutettu niin, että 100 % vastaa perusarvoa. Perusarvona taajuusmuuttajan lähtöjännitteelle on käytetty moottorin nimellisjännitettä vastaavaa vaihejännitteen huippuarvoa 566 V, lähtövirralle moottorin nimellistä virtaa 350 A, tulojännitteelle verkon nimellisjännitettä 400 V ja tulovirralle taajuusmuuttajan nimellisvirtaa 284 A.

4.3.1 40 hertsin mittauspisteen vertailu

Taulukossa 4.4 on esitetty 40 hertsin pisteen mitattuja ja simuloituja suureita. Mitatut suureet on luettu taajuusmuuttajalta DriveDebug-ohjelmalla.

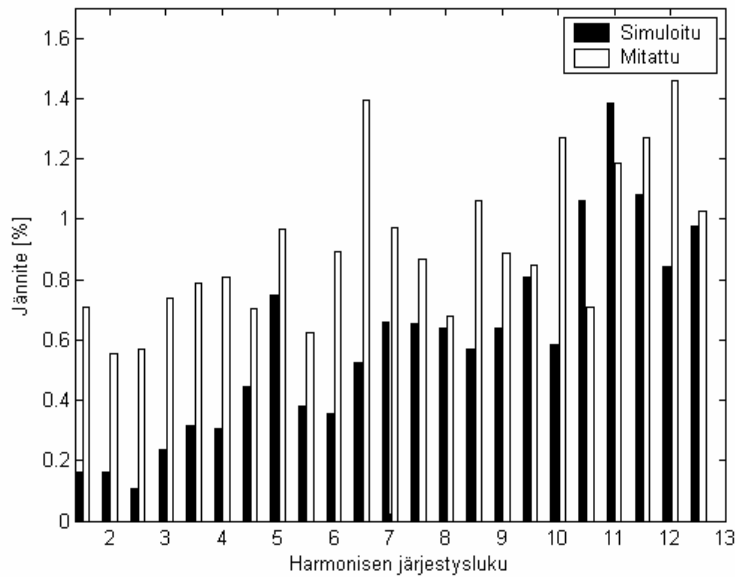
Taulukko 4.4. 40Hz pisteen mitattuja ja simuloituja suureita.

Suure	Mitattu	Simuloitu
Moottorin virta, RMS [A]	224.1	223.2
Välipiirin jännite [V]	547.8	527.5
Lähtöjännite, RMS [V]	324.2	317.4
Verkon jännite, RMS [V]	406.5	400
KytKentätaajuusohje [Hz]	1500	-
Keskimääräinen kytKentätaajuus [Hz]	1504	1449



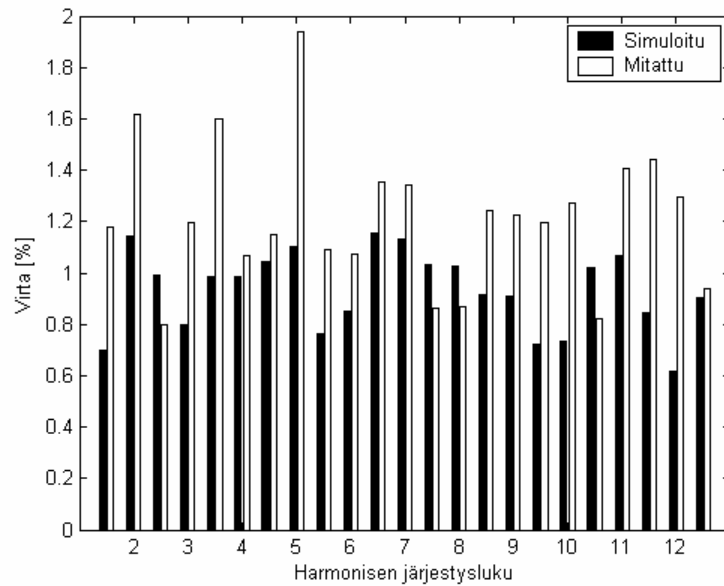
Kuva 4.12. Taajuusmuuttajan lähtöjännite taajuustasossa. Taajuusmuuttajan lähtöjännitteen perusaalto on 40 Hz.

Kuvasta 4.12 nähdään DTC:n kytkeäntaajuuden aiheuttama kumpu taajuustasossa noin 2 kHz:n kohdalla. Kytkeäntaajuus ei näy selkeänä piikkinä, koska kytkeäntaajuus ei ole vakio. Kuvasta nähdään myös mitatun lähtöjännitteen sisältävän hieman suuremmat 5. ja 7. yliaallon. Kuvasta 4.10 on vaikea havaita eroja. Kuvassa 4.11 on esitetty taajuudet niin, että yksi palkki kuvaa yliaaltosisältöä puolen harmonisen välein, kuitenkin niin, että perusaalto on jätetty pois. Toinen harmoninen sisältää kuvassa taajuuksien 70...89 Hz, kolmas 110...129 Hz..., neljäs 150...169 Hz, ... amplitudit. Harmonisten komponenttien lisäksi on kuvassa esitetty myös epäharmoniset yliaallot vastaavanlaisiin palkkeihin koottuna.



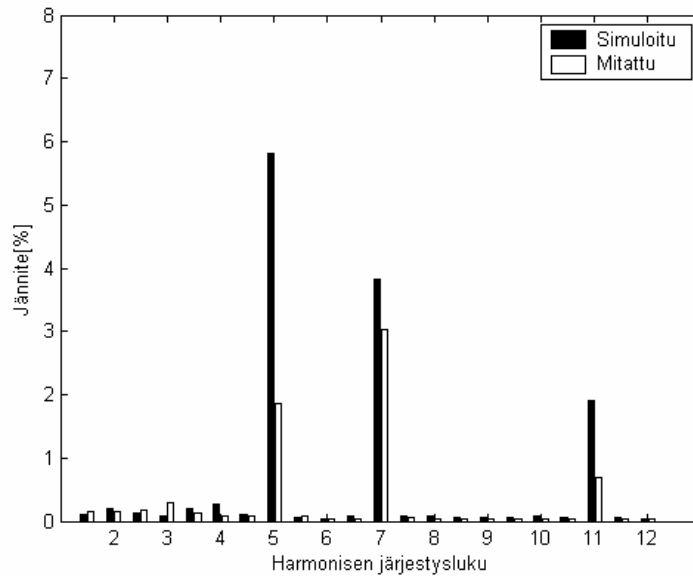
Kuva 4.13. Taajuusmuuttajan lähtöjännite taajuustasossa, kun taajuuksia on yhdistetty palkeiksi. Kuvassa yliaallot on suhteutettu perusaaltoon. Mitatulle jännitteelle 100 %:ia vastaa 263.7 V ja simuloitulle 263.6 V.

Kuvasta 4.13 nähdään, että kaikilla taajuuskaistoilla simulaattorin jännitteen yliaaltojen amplitudi ovat pienempiä verrattuna mitattuihin. Ero on lähes kaksikertainen pienillä taajuuksilla ja suurimmat erot ovat 6.5 ja 10 harmonisen kohdalla, jotka vastaavat taajuuksia 260...279 Hz ja 390...409 Hz. Teoriassa lähtöjännitteen tulisi sisältää harmonisia, joiden järjestysluku on 5, 7, 11 ja 13. Todellisissa laitteissa on kuitenkin aina epäsymmetriaa. Esimerkiksi tehokytkimien kytkentäväli voi muuttua jaksojen välillä. Kuten kuvasta 4.12 havaittiin, ei DTC-käytössä kytkentätaajuus ole vakio. Kun kytkentätaajuuden ja lähtöjännitteen perusaallon taajuuden suhde ei pysy vakiona syntyy myös epäharmonisia jännitteen komponentteja. Myös mittausjärjestelmä voi aiheuttaa harmonisten komponenttien leviämistä läheisille taajuuksille. Simuloidulle ja mitatulle jännitteelle saadaan lähes yhtä suuri *THD*. Simuloidun jännitteen *THD* on 31.2 % ja mitatun jännitteen 32.4 %. Harmoniset kokonaissäröt vastaavat toisiaan, koska taajuusmuuttajan lähtöjännitteen pulssi on aina likimain samanmuotoinen. Kuvassa 4.14 on esitetty vastaavasti taajuusmuuttajan lähtövirta taajuustasossa vastaavanlaisiin palkkeihin jaettuna kuin jännite kuvassa 4.13.



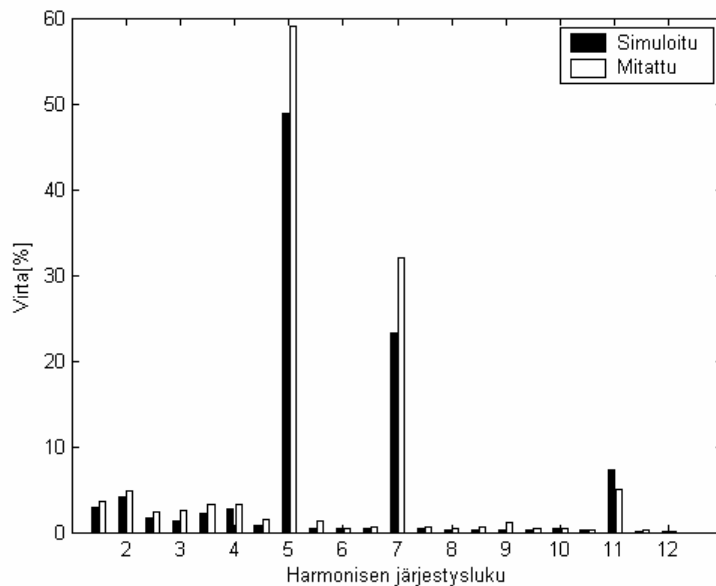
Kuva 4.14. Taajuusmuuttajan lähtövirta taajuustasossa, kun taajuuksia on yhdistetty palkeiksi. Kuvassa yliaallot on suhteutettu perusaaltoon. Mitatulle virralle 100 %:ia vastaa 318.6 A ja simuloitulle 314.3 A.

Taajuusmuuttajan lähtövirran kuvasta 4.14 nähdään, että myös virran yliaaltosisältö on pienempi simuloitussa virrassa kuin mitatussa virrassa. Suurin ero on 5. yliaallon kohdalla, joka vastaa taajuuksia 190...209 Hz. Simuloitun virran *THD* on 8.2 % ja mitatun virran 15.1 %. Kuvissa 4.13 ja 4.14 on esitetty taajuusmuuttajan tulopuolen virta ja jännite, koska verkon taajuus on 50 Hz on taajuudet yhdistetty niin, että toinen yliaalto sisältää amplitudit taajuuksilta 90...109 Hz, kolmas 140..159 Hz,...



Kuva 4.15. Taajuusmuuttajan tulojännite taajuustasossa, kun taajuuksia on yhdistetty palkeiksi. Kuvassa yliaallot on suhteutettu perusaaltoon. Mitatulle jännitteelle 100 %:ia vastaa 324.6 V ja simuloidulle 333.1 V.

Kuvasta 4.15 nähdään, että simulaattorissa taajuusmuuttajan tulojännite sisältää enemmän yliaalloja kuin mitattu jännite. Tämä voidaan havaita jo tarkastelemalla aikatasossa esitettyjä jännitteen käyrämuotoja kuvissa 4.2 ja 4.6. Harmoniseksi kokonaissäröksi taajuusmuuttajan tulojännitteelle saadaan mitatulle 3.5 % ja simuloidulle 6.6 %.



Kuva 4.16. Taajuusmuuttajan tulovirta taajuustasossa, kun taajuuksia on yhdistetty palkeiksi. Kuvassa yliaallot on suhteutettu perusaaltoon. Mitatulle virralle 100 %:ia vastaa 185.7 A ja simuloidulle 221.2 A.

Kuvasta 4.16 nähdään taajuusmuuttajan tulovirran olevan todellisessa käytössä säröytyneempää ja 5. ja 7. yliaallon osuus virrasta on merkittävää. Simuloidulle tulovirralle saadaan *THD*:ksi 42.4 % ja mitatulle virralla 43.2 %.

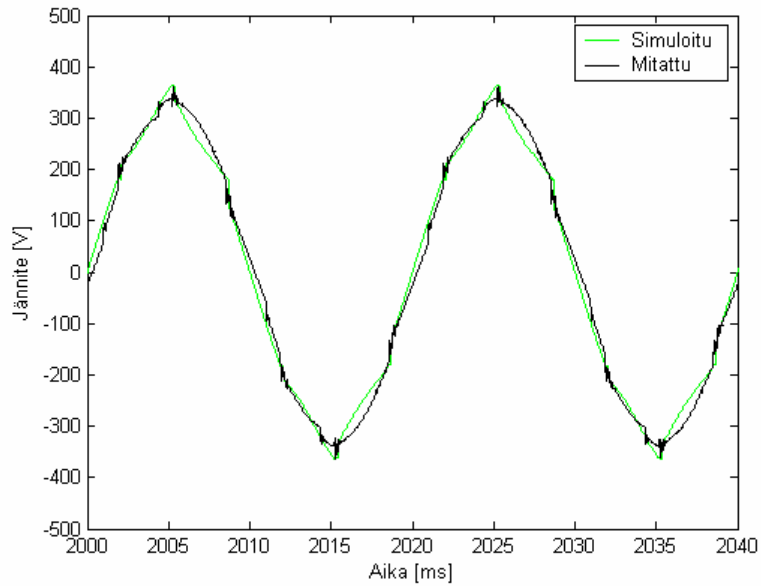
4.3.2 25 hertsin mittauspisteen vertailu

Taulukossa 4.5 on esitetty 25 hertsin pisteen mitattuja ja simuloituja suureita. Mitatut suureet on luettu taajuusmuuttajalta DriveDebug-ohjelmalla. Kuvissa 4.18, 4.20, 4.22 ja 4.24 on esitetty vertailtavat suureet taajuustasossa, siten että taajuuksien amplitudeja on yhdistetty palkeiksi luettavuuden parantamiseksi. Liitteessä IV on esitetty vertailtavien suureiden taajuustason kuvat niin, että ne sisältävät kaikki taajuudet.

Taulukko 4.5. 25 Hz pisteen mitattuja ja simuloituja suureita.

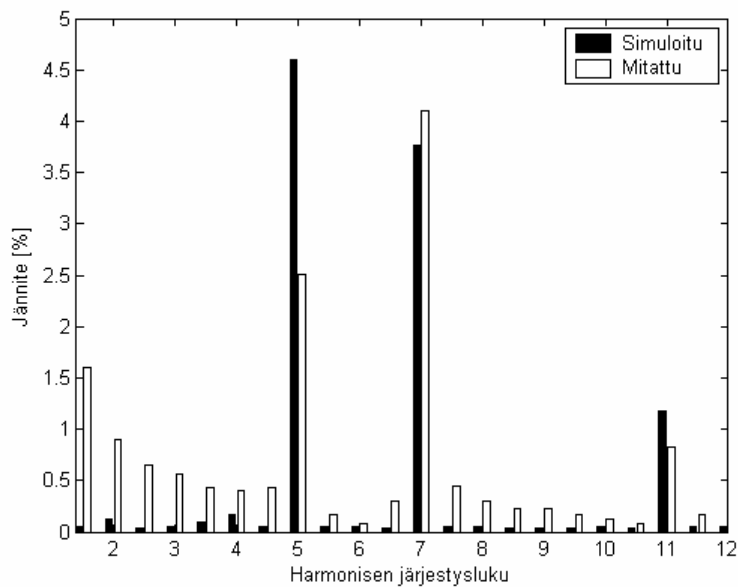
Suure	Mitattu	Simuloitu
Moottorin virta, RMS [A]	224.8	223.5
Välipiirin jännite [V]	542.9	531.4
Lähtöjännite, RMS [V]	204.1	180.1
Verkon jännite, RMS [V]	401.6	400
KytKentätaajuusohje [Hz]	1500	-
Keskimääräinen kytKentätaajuus [Hz]	1496	1558

Kuvissa 4.17 ja 4.18 on esitetty taajuusmuuttajan tulojännite aikatasossa ja taajuustasossa. Vastaavasti kuvissa 4.19 ja 4.20 on esitetty taajuusmuuttajan tulovirta. Kuvissa 4.18 ja 4.20 yksi palkki kuvaa suureen yliaaltojen amplitudeja puolen harmonisen välein, kuten kuvissa 4.15 ja 4.16.



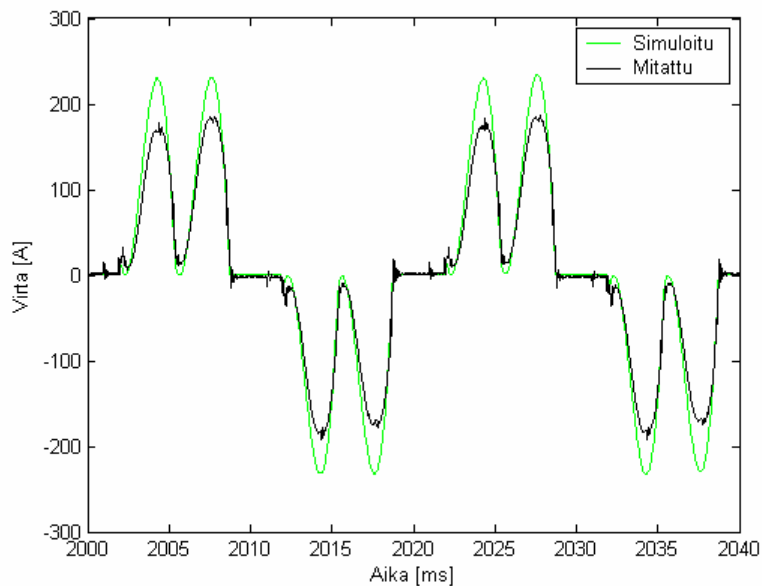
Kuva 4.17. Simuloitu ja mitattu verkon pääjännitteen käyrämuoto, kun taajuusmuuttajan lähtöjännitteen perusaalto on 25 Hz.

Verkon pääjännitteen kuvasta 4.17 nähdään vastaavat kommutointien aiheuttamat säröt mitatussa ja simuloitussa jännitteessä kuin kuvissa 4.2 ja 4.6. Vertaamalla edellä mainittuja kuvia nähdään myös, ettei taajuusmuuttajan lähtöjännitteen perusaallon muuttuminen vaikuta verkon pääjännitteen käyrämuotoon.



Kuva 4.18. Simuloitu ja mitattu verkon pääjännite taajuustasossa palkkeina esitettynä, kun taajuusmuuttajan lähtöjännitteen perusaalto on 25 Hz. Esimerkiksi taajuuksia 240...259 vastaa palkki 5. harmonisen kohdalla. Kuvassa yliaallot on suhteutettu perusaaltoon. Mitatulle jännitteelle 100 %:ia vastaa 325.3 V ja simuloitulle 332.4 V.

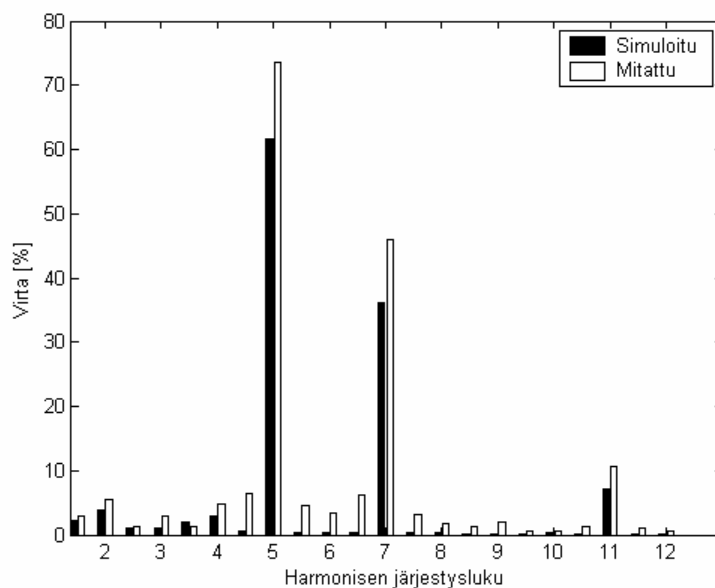
Kuvasta 4.18 nähdään, että simuloitu verkon jännite sisältää suuremman osan 5. yliaaltoja kuin mitattu jännite, mutta vähemmän 7. yliaaltoja. Simuloidulle verkkojännitteelle saadaan *THD*:ksi 54.5 % ja mitatulle 42.0 %. Verrattuna kuvaan 4.15, jossa taajuusmuuttajan lähtöjännitteen perusaalto on 40 Hz, sisältää mitattu jännite enemmän yliaaltoja.



Kuva 4.19. Simuloitu ja mitattu verkon vaihevirran käyrämuoto, kun taajuusmuuttajan lähtöjännitteen perusaalto on 25 Hz.

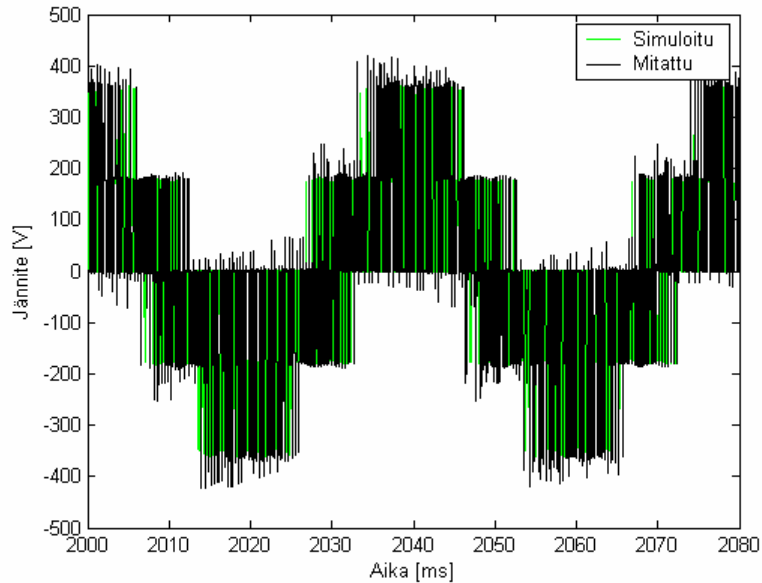
Vaihevirran käyrämuodon kuvasta 4.19 nähdään, että vastaava kuvio toistuu simuloidussa ja mitatussa virrassa samalla taajuudella. Verkon vaihevirran käyrämuotoon vaikuttaa niin verkon ja kuristimien induktanssit kuin välipiirin kapasitanssikin. Simuloinneissa on asetettu taajuusmuuttajan lähtövirta vastaamaan tehollisarvoltaan mitattua virtaa. Tämän takia simuloitu toimintapiste ei vastaa täsmälleen todellista käyttöä muiden suureiden osalta. Induktanssit vaikuttavat siihen kuinka ylös virran huippu nousee ja kuinka alas virran käyrämuoto laskee pulssien välissä. Myös välipiirin kondensaattorin kapasitanssi tasoittaa verkkovirtaa, mitä suurempi kapasitanssi sitä tasaisempaa virtaa on myös verkossa. Simuloidun virran amplitudi on suurempi ja se laskee lähemmäs nolaa piikkien välissä. Kuvasta voidaan päätellä, että simulaattorissa käytetty verkon induktanssi ei vastaa

laboratorion syöttöverkkoa tai välipiirin kapasitanssi ei vastaa mitatun laitteen kondensaattorin kapasitanssia. Pienemmät huiput mitatussa virrassa voi aiheuttaa myös mittalaite. Simulaattorin verkon oikosulkuinduktanssia varioimalla ei kuitenkaan saatu simuloitua verkon vaihevirran käyrämuotoa vastaamaan mitattua virtaa.



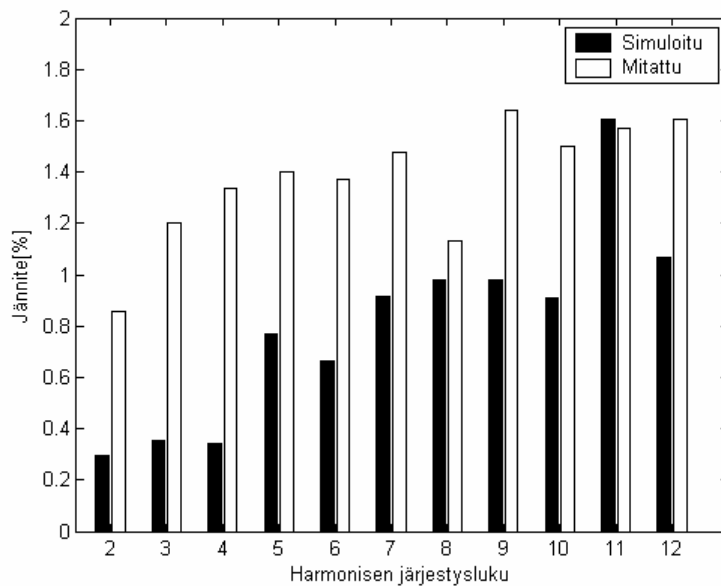
Kuva 4.20. Simuloitu ja mitattu verkon vaihevirta taajuustasossa palkkien avulla esitettynä. Taajuusmuuttajan lähtöjännitteen perusaalto on 25 Hz. Kuvassa yliaallot on suhteutettu perusaaltoon. Mitatulle virralle 100 %:ia vastaa 116.8 A ja simuloidulle 138.6 A.

Verkon vaihevirta sisältää huomattavan määrän 5. ja 7. yliaaltoa, kuten kuvasta 4.20 nähdään. Simuloitu virta sisältää vähemmän kaikkia harmonisia yliaaltoja, joiden järjestysluku on välillä 2...12. Kuvasta voitaisiin päätellä, että harmoninen kokonaissärö olisi simuloidulle virralle pienempi kuin mitatulle virralle, mutta harmoniseksi kokonaissäröksi saadaan simuloidulle verkkovirralle 35.0 % ja mitatulle virralle 26.9 %. Kuvissa 4.21 ja 4.22 on esitetty taajuusmuuttajan lähtöjännite aikatasossa ja taajuustasossa. Taajuusmuuttajan lähtövirta on esitetty vastaavasti kuvissa 4.23 ja 4.24. Kuvissa 4.22 ja 4.24 taajuudet on yhdistetty palkkeihin niin, että esimerkiksi 2. harmoninen vastaa taajuuksia 37.5...60 Hz ja 3. taajuuksia 62.5...85 Hz, koska 25 hertsin taajuutta ei voinut sopivasti jaotella 10 hertsin palkkeihin, kuten edellä on tehty.



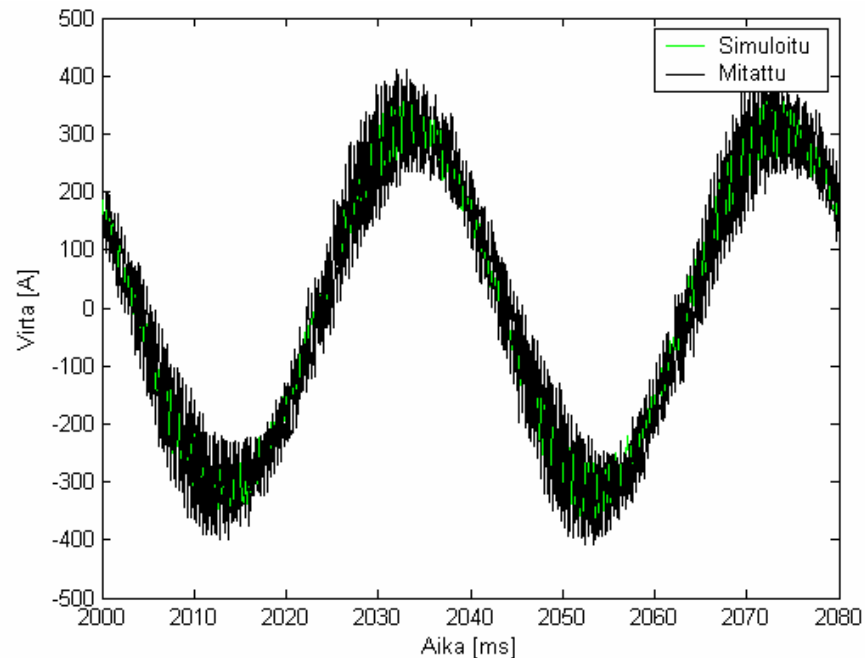
Kuva 4.21. Simuloitu ja mitattu taajuusmuuttajan lähtöjännite käyrämuoto, kun taajuusmuuttajan lähtöjännitteen perusaalto on 25 Hz.

Kuvasta 4.21 nähdään taajuusmuuttajan lähtöjännitteen perusaallon olevan 25 Hz. Simuloitu ja mitattu jännite ovat amplitudiltaan ja taajuudeltaan samansuuruisia. Mitattu taajuusmuuttajan lähtöjännite sisältää kuitenkin sellaisia jännitteen amplitudeja, mitä simuloitu jännite ei sisällä.



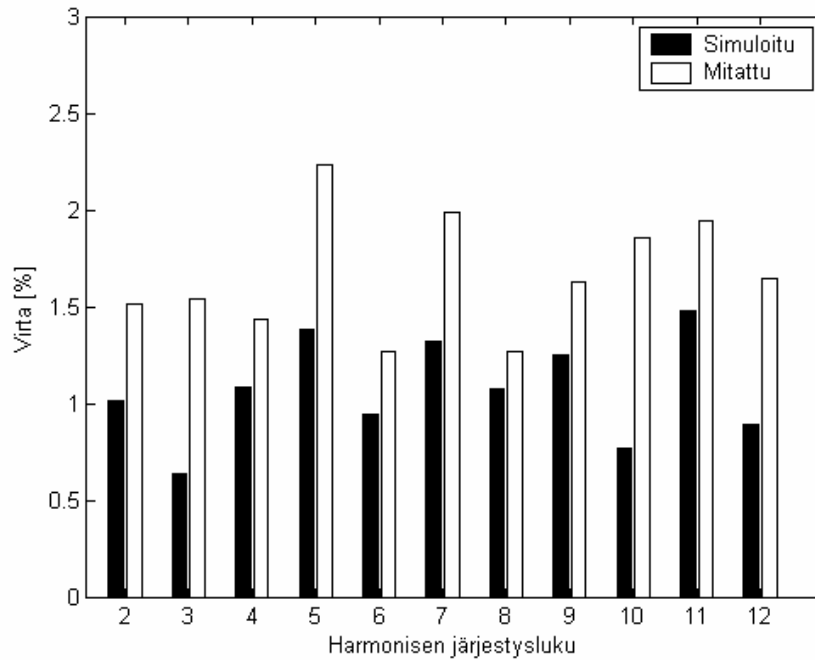
Kuva 4.22. Simuloitu ja mitattu taajuusmuuttajan lähtöjännite taajuustasossa palkkien avulla esitettynä, kun taajuusmuuttajan lähtöjännitteen perusaalto on 25 Hz. Kuvassa yliaallot on suhteutettu perusaaltoon. Mitatulle jännitteelle 100 %:ia vastaa 165.9 V ja simuloitulle 165.6 V.

Kuvasta nähdään, että mitattu taajuusmuuttajan lähtöjännite sisältää huomattavasti enemmän harmonisia yliaaltoja kuin simuloitu lähtöjännite. Yhtälön (4.2) mukaisesti laskemalla saadaan mitatulle jännitteelle THD :ksi 34.0 % ja simuloidulle 34.2 %. Jos THD lasketaan vain 40 ensimmäisen yliaalloin amplitudeista, saadaan THD :ksi mitatulle jännitteelle 3.5 % ja simuloidulle 3.0 %.



Kuva 4.23. Simuloitu ja mitattu taajuusmuuttajan lähtövirran käyrämuoto, kun taajuusmuuttajan lähtöjännitteen perusaalto on 25 Hz.

Kuvasta 4.23 nähdään, että mitattu virta ja jännite ovat taajuudeltaan ja amplitudiltaan samansuuruisia. Kuten kuvissa 4.4 ja 4.9, todellisen käytön moottorin vaihevirta on säröytyneempää kuin simuloitu virta.



Kuva 4.24. Simuloitu ja mitattu taajuusmuuttajan lähtövirta taajuustasossa palkkien avulla esitettynä, kun taajuusmuuttajan lähtöjännitteen perusaalto on 25 Hz. Kuvassa yliaallot on suhteutettu perusaaltoon. Mitatulle virralle 100 %:ia vastaa 314.3 A ja simuloitulle 315.0 A.

Kuvasta 4.24 nähdään, että simuloitu virta sisältää kaikkia yliaaltoja välillä 2...12 vähemmän kuin mitattu virta. Harmoniseksi kokonaissäröksi saadaan simuloitulle virralle 9.0 % ja mitatulle virralle 15.8 %.

4.3.3 Laboratoriomittauksissa syntyvien virheiden analysointia

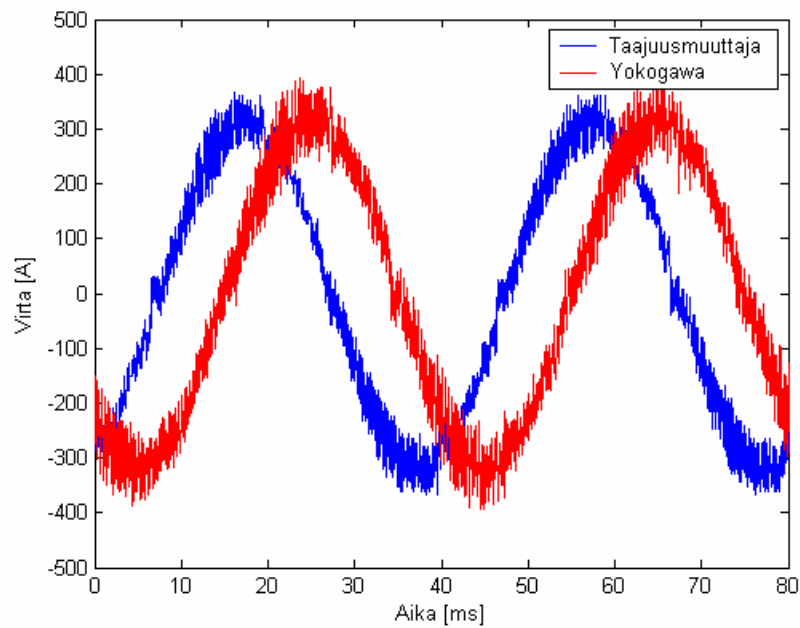
Mittaustiedon keräämiseen käytettiin Yokogawa PZ 4000 tehoanalysointilaitteita, joihin on kytketty tehonmittausmoduuli - 253751. Jännitteet mitattiin kaikista vaiheista ja mittausjärjestelmästä muodostuva yhteismuotoinen jännite poistettiin mittaustuloksista. Virran mittauksessa käytettiin mittamuuntajia. Taulukossa 4.6 on esitetty valmistajan antamat mittaustarkkuudet analysoinnissa käytettyjen taajuuksien osalta käytettäessä tehonmittausmoduulia 253751.

Taulukko 4.6 Yokogawa tehoanalysaattorin tarkkuus käytettäessä 253751
tehonmittausmoduulia. (Yokogawa)

Taajuus	Virran ja jännitteen mittauksen tarkkuus
$0.1 \text{ Hz} \leq f < 10 \text{ Hz}$	$\pm(0.2 \% \text{ näyttämä} + 0.1 \% \text{ mittausalue})$
$10 \text{ Hz} \leq f < 45 \text{ Hz}$	$\pm(0.2 \% \text{ näyttämä} + 0.05 \% \text{ mittausalue})$
$45 \text{ Hz} \leq f < 1 \text{ kHz}$	$\pm(0.1 \% \text{ näyttämä} + 0.05 \% \text{ mittausalue})$
$1 \text{ kHz} \leq f < 10 \text{ kHz}$	$\pm(0.1 \% \text{ näyttämä} + 0.05 \% \text{ mittausalue})$
$10 \text{ kHz} \leq f < 50 \text{ kHz}$	$\pm(0.2 \% \text{ näyttämä} + 0.1 \% \text{ mittausalue})$

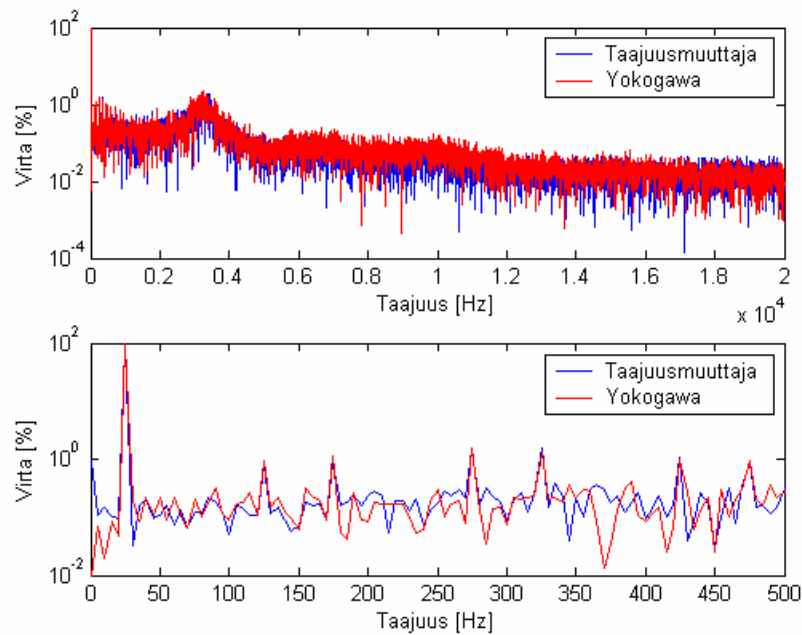
Taulukossa 4.6 esitetyt mittaustarkkuudet ovat valmistajan mukaan voimassa silloin, kun mitattava jännite on puhdas siniaalto, tarkkailuajalta mitataan vähintään 5 täyttä jaksoa ja näytejonon pituutena käytetään vähintään 10 000 näytettä. Esimerkiksi 500 Hz sinimuotoiselle virralle, jonka amplitudi on 200 A, saadaan mittaustarkkuudeksi $\pm 0.65 \text{ A}$, kun mittausalueena on 0...5 A. Laboratoriomittauksissa jännitteet ja virrat tallennettiin yhden sekunnin ajalta käyttäen 100 000 pisteen näytejonoa. Tehoanalysaattorin aiheuttamat virheet mittaustuloksiin ovat pieniä, eikä niillä olla merkittävää vaikutusta vertailtuihin suureisiin.

Mittauksissa käytettävien virtamuuntajien vaikutusta voidaan arvioida mittaustuloksista, joissa on samalla kuormituksella hieman eriaikaisesti tallennettu virtamittaustieto taajuusmuuttajan omalta mittausjärjestelmältä ja Yokogawa-tehoanalysaattorilta. Kuvassa 4.25 on esitetty aikatasossa Yokogawa-tehoanalysaattorilla mitattu virta ja taajuusmuuttajan mitaama virta.



Kuva 4.24. Mitattu taajuusmuuttajan lähtövirta taajuusmuuttajan omalla mittausjärjestelmällä mitattuna ja Yokogawa-tehoanalysaattorilla mitattuna. Mittaukset on suoritettu samalla kuormituksella, mutta hieman eriaikaisesti.

Kuvasta 4.24 nähdään, että mittausjärjestelmästä riippumatta mitattu virta on amplitudiltaan ja säröltään silmämääräisesti tarkasteltuna samanlainen. Kuvassa 4.25 on esitetty mitatut virrat taajuustasossa.



Kuva 4.25. Mitattu taajuusmuuttajan lähtövirta taajuustasossa taajuusmuuttajan omalla mittausjärjestelmällä mitattuna ja Yokogawa-tehoanalysaattorilla mitattuna. Taajuusmuuttajan lähtöjännitteen perusaalto on 25 Hz.

Kuvasta 4.25 nähdään, että myös taajuustasossa virrat näyttävät samanlaisilta. Suurimmat erot ovat pienillä taajuuksilla, luultavasti koska mittamuuntajia ei ole tarkoitettu toimimaan pienillä taajuuksilla eikä DC-komponentilla. Taajuustasossa yliaaltojen aiheuttamat piikit ovat yhtä suuria ja samoilla taajuuksilla, lukuun ottamatta muutamia poikkeuksia. Tästä voidaan päätellä, että virtamuuntajat yhdessä tehoanalysointilaitteen kanssa antavat yhtä hyvän tuloksen säröytyneen virran mittauksessa kuin taajuusmuuttajan oma mittausjärjestelmä. Harmoniseksi kokonaissäröksi saadaan Yokogawa:lla mitatulle virralle 10.9 % ja taajuusmuuttajan mitaamalle virralle 11.6 %.

5. YHTEENVETO

Työn pohjana olevan tutkimustyön kokonaistavoitteena on luoda sähkömoottorikäytön simulointiympäristö, jonka avulla olisi mahdollista selvittää mahdollisimman tarkasti moottorikäytön ilmiöitä.

Työn alkuosassa käydään perusteellisesti läpi DTC-käytön perusteet. Simuloinnin perusteisiin liittyen tarkasteltiin myös laskennan kannalta tärkeiden numeeristen integrointimenetelmien ominaisuuksia. Integrointimenetelmien vertailussa huomattiin, että integrointimenetelmissä on huomattavia eroja. Parillisen määrän yhtälöitä sisältävissä systeemeissä nopea ja tarkka algoritmi on symmetrinen Eulerin menetelmä. Kuitenkaan sen tarkkuus ei ole lähelläkään yleisesti käytettyä 4. kertaluvun Runge-Kutta-menetelmää, joka yksinkertaisuutensa ja tarkkuutensa ansiosta on luonnollinen valinta silloin, kun ratkaisun nopeus ei ole kriittinen tekijä. Implisiittiset menetelmät vaativat yhtälöryhmien ratkaisua analyttisesti tai iterointialgoritmien käyttöä, joten niiden käyttöä kannattaa harkita silloin, yhtälöt eivät ratkea eksplisiittisillä menetelmillä.

Simulaattorin ja todellisen käytön vertailussa huomattiin, että simulaattorin taajuusmuuttajan lähtöpuolen suuret sisältävät huomattavasti vähemmän yliaaltokomponentteja kuin todellisen käytön vastaavat suuret. Taajuusmuuttajan lähtövirran ja jännitteen mittaaminen on aina haasteellinen tehtävä niiden yliaaltosisällöstä johtuen. Virranmittauksissa käytettyjen mittamuuntajien vaikutusta virtojen spektreihin voidaan aina spekuloida. Kuitenkaan mittamuuntajien vaikutusta suureisiin ei voi määrittää verrattaessa mittaustuloksia simuloituihin suureisiin. Mittamuuntajien virranmittaustarkkuuden voidaan olettaa tehdyn vertailumittauksen perusteella olevan vähintään samansuuruinen kuin taajuusmuuttajan käyttämä virranmittaus lukuun ottamatta aivan pienimpiä taajuuksia ja tasavirtakomponenttia.

Taajuusmuuttajan tulopuolen suuret eivät vaikuta merkittävästi taajuusmuuttajan lähtöjännitteeseen, koska välipiirin jännite on hyvin tasainen. Analyttisen moottorimallin kehittäminen ei kannata, koska simulaattorissa tullaan jatkossa

käyttämään FEM-pohjaista moottorimallia häviöiden laskennassa. Simulaattorin kehitystyössä on keskityttävä taajuusmuuttajan lähtöjännitteeseen, jonka tulisi vastata todellista käyttöä. Simulaattorin lähtöjännitteen spektrin vastaavuutta todelliseen laitteeseen verrattuna voidaan parantaa kehittämällä moottorisillan epäideaalisuuksien malleja, esim. lisäämällä kuollut aika kytkentöjen välille.

Säädön vaikutus taajuusmuuttajan lähtöjännitteeseen on oleellinen ja säädön toimintaa olisi voitu tarkastella vertailemalla todelliselta käytöltä tallennettujen ja simulaattorin käyttämien eri jännitevektorien määrää jatkuvuustilassa. Tämä vertailu jäi tekemättä, koska kytkinohjeiden tallentaminen aiheutti säätöön niin suureen viiveen, etteivät tulokset olleet enää vertailukelpoisia. Tämän viiveen vaikutuksen tarkastelu olisi vaatinut huomattavaa lisätyötä. Myös taajuusmuuttajan tulopuolella havaittiin suuria eroja jännitteiden ja virtojen spektreissä. Vaikka taajuusmuuttajan tulopuolen virta ja jännite eivät vastaa yliaaltosisällöltään todellista käyttöä, oli Tommi Tiihosen (2005) diplomityössä saatu varsin hyviä tuloksia taajuusmuuttajan häviöiden laskennassa. Tällä hetkellä simulaattorissa verkkoa kuvataan yhdellä oikosulkuinduktanssilla, mikä tulevaisuudessa korvattaneen monimutkaisemmalla verkkomallilla. Lisäksi tulee selvittää voidaanko simulaattorin tulosillan toimintaa muuttaa niin, että se vastaisi todellista käyttöä. Todellinen käyttö sisältää sellaisia häiriölähteitä, joita on mahdotonta tai hyvin vaikeaa mallintaa, niiden mallintamiseen simulaattorissa voitaisiin käyttää satunnaislukupohjaisia häiriöitä. Satunnaislukupohjaisia häiriöitä voisivat esimerkiksi olla verkon syöttötaajuuden tai amplitudin muuttuminen tai mittausvirheet. Todellisen keskipistekorjauksen vaikutus moottorin lähtöjännitteeseen tulisi selvittää. Jos simulaattorin lähtöjännitteestä näidenkin lisäyksien jälkeen puuttuu joitakin yliaaltokomponentteja tai niiden amplitudi on merkittävästi todellista pienempi, voidaan niitä tarvittaessa lisätä keinotekoisesti.

LÄHTEET

ABB.1999. *Technical Guide No 1. Direct Torque Control*. ABB Industry Oy. Suomi.

ABB. 2004. *Ohjelmointiopas.”ACS800 Vakiosovellusohjelmisto 7.x”*. ABB Industry Oy. Suomi.

Aura, L. Tonteri, A. 1986. *Sähkömiehen käsikirja 3, Tehoelektroniikka ja sähkökoneiden käyttö*. Porvoo. WSOY. 245 s. ISBN 951-0-13473-2

Depenbrock, M. 1987. Direct self-control (DC) of inverter fed induction machine. In Proc. Power Electron. Specialists Conf., pages 632-641.

Haataja, J. et al. 2002. *Numeeriset menetelmät käytännössä*. [verkkodokumentti] CSC –Tieteellinen laskenta Oy. [Viitattu 20.7.2005] ISBN 952-9821-81-6
Saatavissa <http://www.csc.fi/oppaat/num.kayt>

Niemelä, M. 1999. *Position Sensorless Electrically Excited Synchronous Motor Drive for Industrial Use, Based on Direct Flux Linkage and Torque Control*. Väitöskirja. Lappeenrannan Teknillinen Yliopisto. Lappeenranta. 132 s. ISBN 951-764-314-4.

Niiranen, J. 2000. *Sähkömoottorikäytön digitaalinen ohjaus*. Helsinki. Otatieto. 371 s. ISBN 951-672-300-4

Ong, C. 1998. *Dynamic Simulation of Electric Machinery*. Upper Saddle River.1998. Prentice-Hall. 626 s. ISBN 0-13-723785-5

Pyrhönen, J. 2003. *Sähkökäytöt –luentomateriaalia*. Lappeenranta. Digipaino.

Pöllänen, R., 2003. *Converter-Flux-Based Current Control of Voltage Source PWM Rectifiers – Analysis and Implementation*. Väitöskirja. Lappeenrannan Teknillinen Yliopisto. Lappeenranta. 165 s. ISBN 951-764-832-4,

Tiitinen, P., Pohjalainen, P., Lalu, J. 1995. *The next generation motor control method: Direct Torque Control (DTC)*. EPE Journal, 1995. Vol. 5. No. 1. s. 4-18

Takahashi, I., Noguchi, T. 1986. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. IEEE Transactions on Industry Applications. 1986. Vol IA-22, No. 5. s. 820-827. ISSN 0093-9994

Vas, P., 1998. *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. New York. Oxford University Press. 729 s. ISBN 0-19-855465-1

Adams-Bashforth ja Adams-Moulton –menetelmien kertoimet

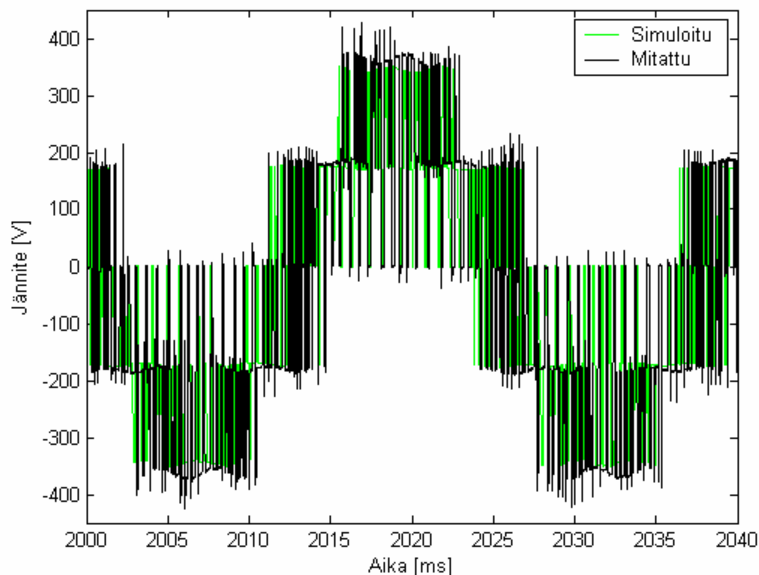
Taulukko 1. Adams-Bashforth-menetelmän kertoimet

Asteluku	f_k	f_{k-1}	f_{k-2}	f_{k-3}	f_{k-4}
1	1	-	-	-	-
2	3/2	-1	-	-	-
3	23/12	-16/12	5/12	-	-
4	55/24	-59/24	37/24	-9/24	-
5	1901/720	-2774/720	2616/720	-1274/720	251/720

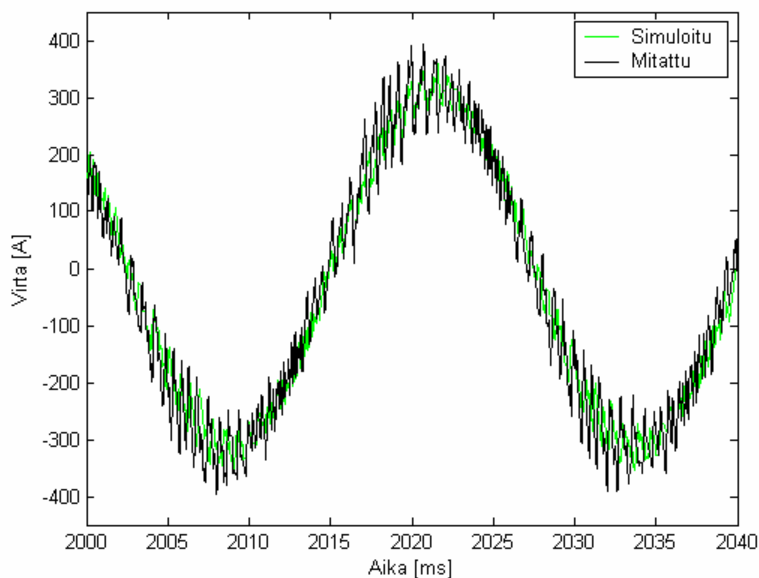
Taulukko 2. Adams-Moulton-menetelmän kertoimet

Asteluku	f_{k+1}	f_k	f_{k-1}	f_{k-2}	f_{k-3}
1	1	-	-	-	-
2	1/2	1	-	-	-
3	5/12	8/12	-1/12	-	-
4	9/24	19/24	-5/24	-1/24	-
5	251/720	646/720	-264/720	106/720	-19/720

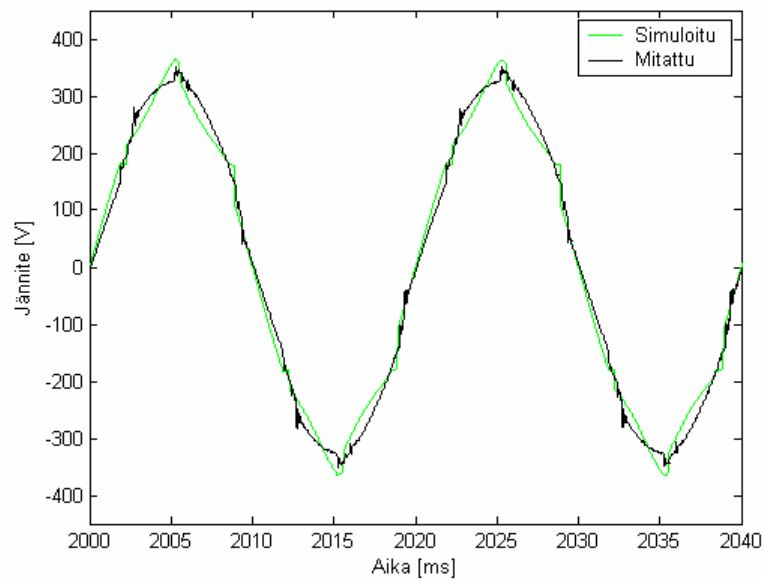
40 hertsin mittauspisteen simuloitut ja mitatut suureet samoissa kuvissa esitettynä.



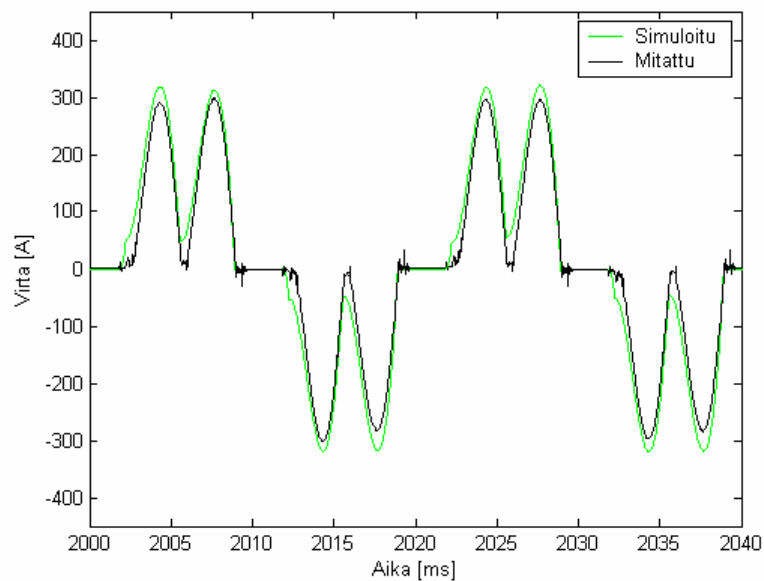
Kuva 1. Simuloitu ja mitattu taajuusmuuttajan lähtöjännitteen käyrämuoto, kun taajuusmuuttajan lähtöjännitteen perusaalto on 40 Hz



Kuva 2. Simuloitu ja mitattu taajuusmuuttajan lähtövirran käyrämuoto, kun taajuusmuuttajan lähtöjännitteen perusaalto on 25 Hz.

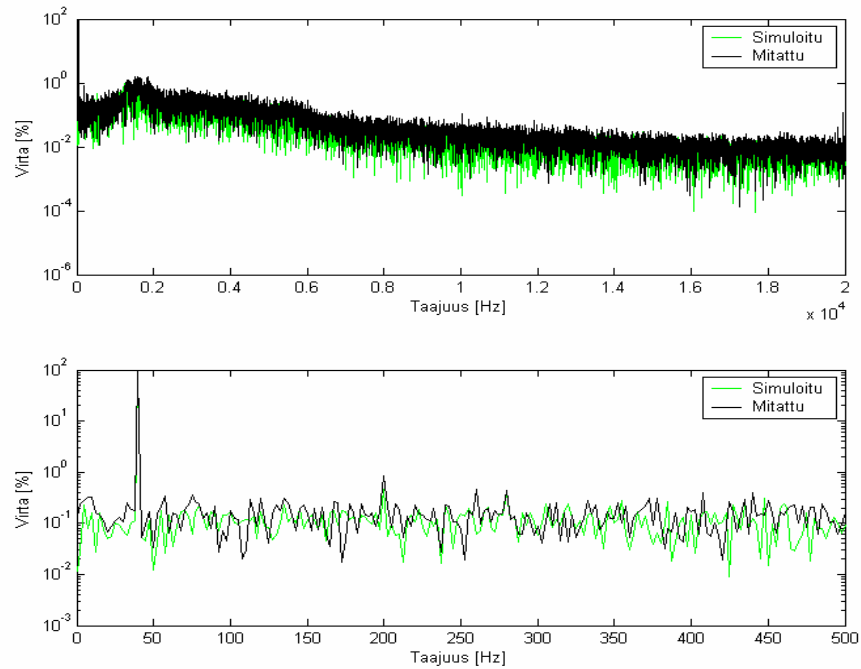


Kuva 3. Simuloitu ja mitattu taajuusmuuttajan tulojännitteen käyrämuoto, kun taajuusmuuttajan lähtöjännitteen perusaalto on 25 Hz.

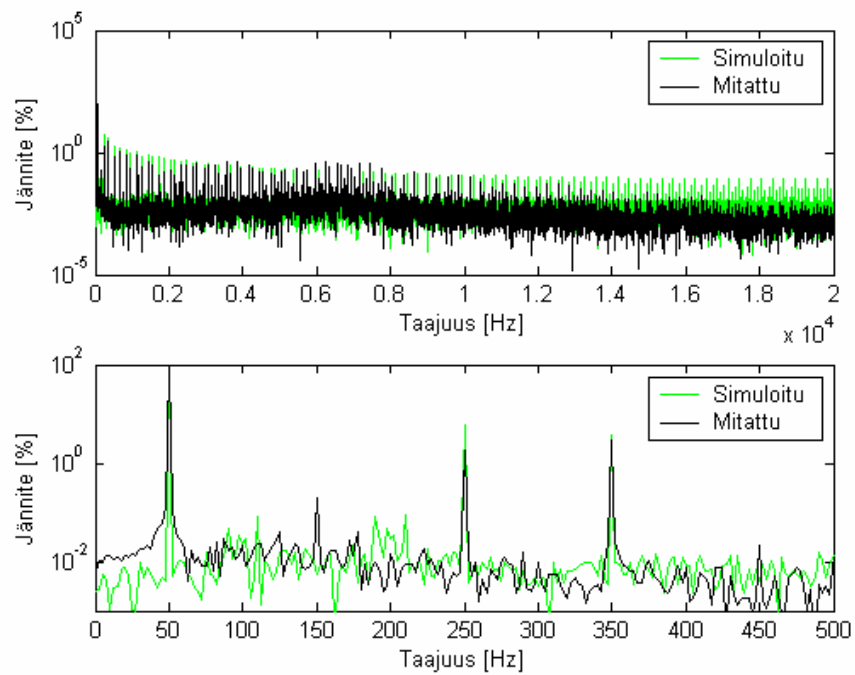


Kuva 4. Simuloitu ja mitattu taajuusmuuttajan tulovirran käyrämuoto, kun taajuusmuuttajan lähtöjännitteen perusaalto on 25 Hz.

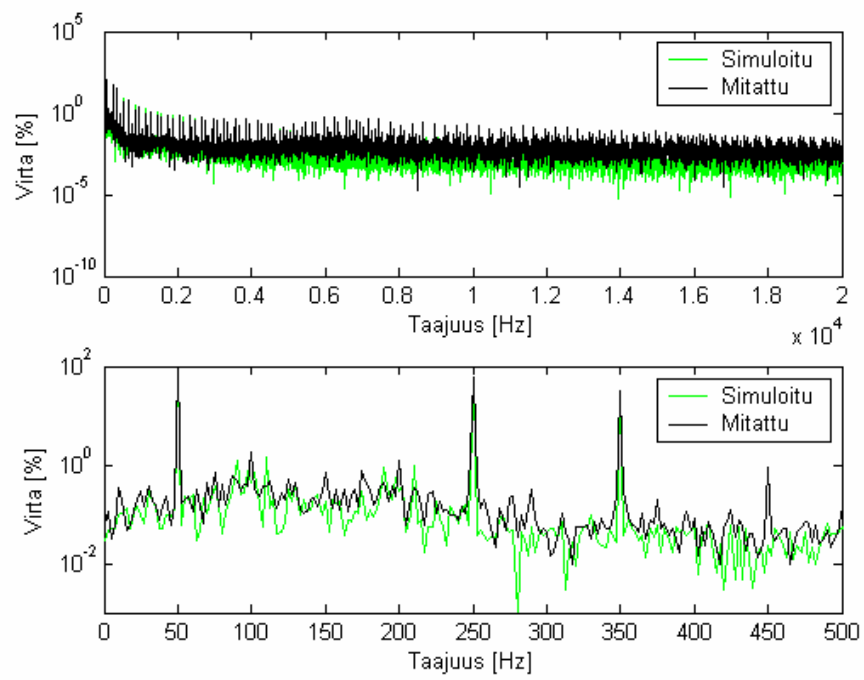
40 Hz mittauspisteen virtojen ja jännitteiden kuvaajat taajuustasossa.



Kuva 1. Simuloitu ja mitattu taajuusmuuttajan lähtövirta taajuustasossa, kun taajuusmuuttajan lähtöjännitteen perusaalto on 40 Hz.

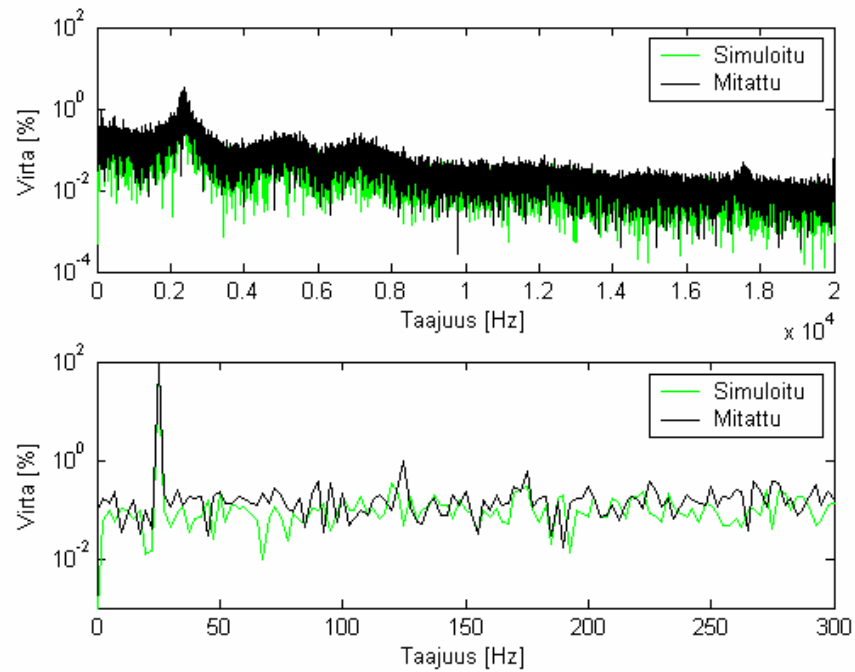


Kuva 2. Simuloitu ja mitattu taajuusmuuttajan tulojännite taajuustasossa, kun taajuusmuuttajan lähtöjännitteen perusaalto on 40 Hz.

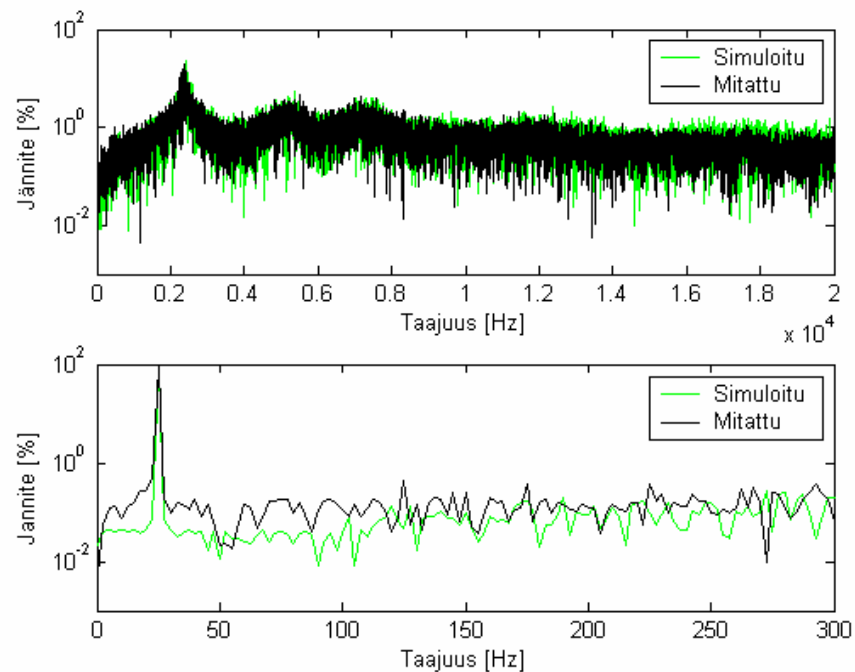


Kuva 3. Simuloitu ja mitattu taajuusmuuttajan tulovirta taajuustasossa, kun taajuusmuuttajan lähtöjännitteen perusaalto on 40 Hz.

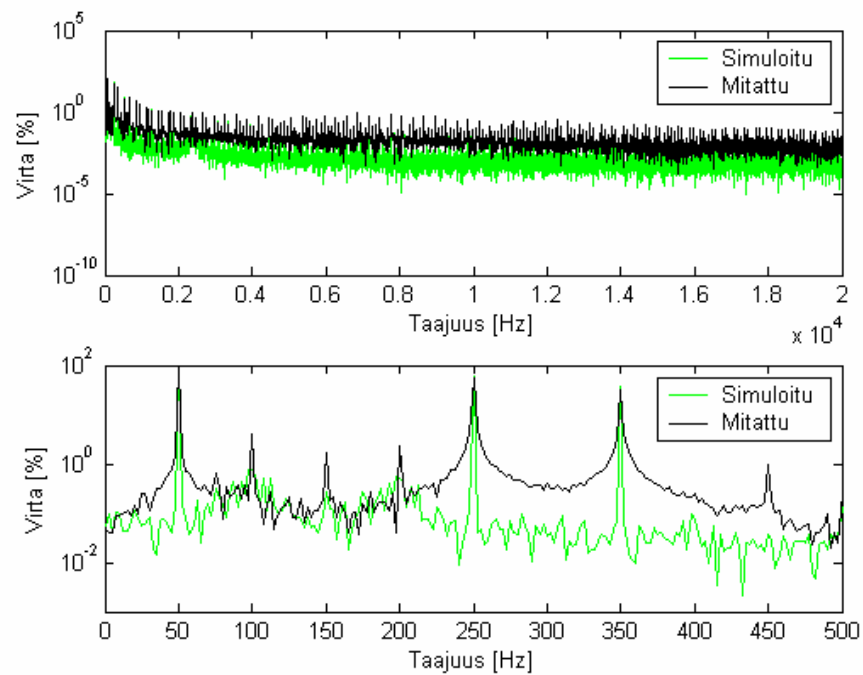
25 Hz mittauspisteen virtojen ja jännitteiden kuvaajat taajuustasossa.



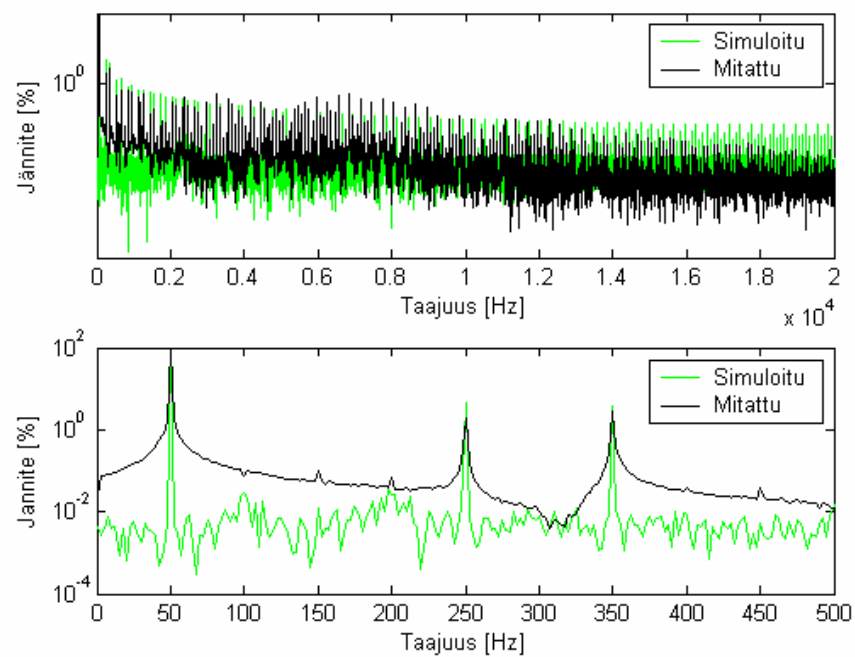
Kuva 1. Simuloitu ja mitattu taajuusmuuttajan lähtövirta taajuustasossa, kun taajuusmuuttajan lähtöjännitteen perusaalto on 25 Hz.



Kuva 2. Simuloitu ja mitattu taajuusmuuttajan lähtöjännite taajuustasossa, kun taajuusmuuttajan lähtöjännitteen perusaalto on 25 Hz.



Kuva 3. Simuloitu ja mitattu taajuusmuuttajan tulovirta taajuustasossa, kun taajuusmuuttajan lähtöjännitteen perusaalto on 25 Hz.



Kuva 4. Simuloitu ja mitattu taajuusmuuttajan tulojännite taajuustasossa, kun taajuusmuuttajan lähtöjännitteen perusaalto on 25 Hz.