

Tuomo Pälvilä

## **Kestomagneettikoneen vääntömomenttivärähtelyiden vaimentaminen säädön avulla**

### **Sähkötekniikan korkeakoulu**

Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi  
diplomi-insinöörin tutkintoa varten Espoossa 23.5.2014.

**Työn valvoja:**

Prof. Marko Hinkkanen

**Työn ohjaaja:**

DI Lauri Stolt

Tekijä: Tuomo Pälvilä		
Työn nimi: Kestomagneettikoneen vääntömomenttivärähtelyiden vaimentaminen säädön avulla		
Päivämäärä: 23.5.2014	Kieli: Suomi	Sivumäärä:10+77
Sähkötekniikan ja automaation laitos		
Professori: Sähkökäytöt	Koodi: S-81	
Valvoja: Prof. Marko Hinkkanen		
Ohjaaja: DI Lauri Stolt		
<p>Tässä työssä tutkitaan miten kestopagneettitahtikoneen vääntömomentin värähtelyä ja mahdollisesti melua voidaan vaimentaa virtasäädön avulla. Tutkittavassa koneessa on pintamagneetit mutta normaalista poiketen sillä on eri suuret induktanssit d- ja q-akselilla. Vääntömomentin värähtely saattaa aiheuttaa nopeuden värähtelyä ja siten hissikorin pystysuuntaisia kiihtyvyyden muutoksia. Nämä kiihtyvyyden muutokset ovat olennainen osa kun mitataan hissien ajomukavuutta. Ajomukavuudella on suora yhteys käyttäjän tunteeseen laadukkaasta hissistä. Tästä syystä on olennaisen tärkeää saada ajomukavuuteen vaikuttavat häiriötekijät minimoitua. Toinen merkittävä asia on kestopagneettitahtikoneen melu, jota aiheuttaa aksiaalisen voiman värähtely. Siihen pyritään vaikuttamaan vaimentamalla d- ja q-akselin virran harmonisia, koska molempien on osoitettu vaikuttavan meluun. Esitettävässä ohjausmenetelmässä normaalia tahtikoordinaatistossa toteutettua virtasäätöä täydennetään resonanssisäätimillä ja käämivuon estimoinnilla. Resonanssisäätimet viritetään tiedossa olevan harmonisen taajuuden mukaan. Käämivuota estimoidaan ratkaisemalla numeerisesti d- ja q-akselin käämivuot tunnetuista virroista, jännitteistä ja pyörimisnopeudesta. Menetelmää on tutkittu tietokonesimuloinneilla. Tulosten perusteella havaittiin menetelmän olevan hyvä ja yksinkertainen keino vaimentaa vääntömomentin sekä d-akselin virran värähtelyä.</p>		
Avainsanat: ajomukavuus, hissi, kestopagneettitahtikone, käämivuon estimaattori, melun vaimennus, PR-säädin, värähtelyn vaimennus, vääntömomentin värähtely		

Author: Tuomo Pälvilä		
Title: Control Method to Attenuate Torque Ripple in PMSM		
Date: 23.5.2014	Language: Finnish	Number of pages:10+77
Department of Electrical Engineering and Automation		
Professorship: Electrical Drives		Code: S-81
Supervisor: Prof. Marko Hinkkanen		
Advisor: M.Sc. (Tech.) Lauri Stolt		
<p>This thesis is a study into both attenuating torque ripple produced by currents and a permanent magnet synchronous machine (PMSM). The torque ripple attenuation is controlled with a high performance current control and flux estimator. the Permanent magnet machine has surface magnets but still has small reluctance torque. Torque ripple can cause speed ripple because of the changes in elevator car acceleration. the changes in acceleration are a major part of elevator ride comfort since good ride comfort indicates a high quality elevator from a user´s perspective. For this reason it is essential to minimize all sources of disturbance. Another disturbance which is not directly related to ride comfort is noise produced by an electrical machine. This noise is generated by periodic axial forces in the PMSM. These forces can possibly be attenuated by minimizing direct axis and quadrature axis current harmonics, because both of them contribute to noise. To achieve this, a proposed method consists of a synchronous frame PI control, a proportional plus resonant control (PR control) and a flux estimator. PR controllers are tuned accordingly to the known value of sixth harmonic frequency of torque ripple. The stator flux is estimated by numerically solving the direct axis and quadrature axis fluxes from known currents, voltages and speed. the Proposed compensation method is studied first through computer simulations with a continuous time model and after with a discrete time model. the Results show that this type of current compensation method is a powerful and simple way to attenuate torque ripple and direct axis current harmonics.</p>		
Keywords: Elevator, flux estimator, noise attenuation, PMSM, proportional resonant control, ride comfort, torque ripple, vibration attenuation		

## Esipuhe

Tämä diplomityö on tehty KONE Oyj:lle osana tuotekehitysosaston Drive-teamiä. Haluan kiittää ryhmänvetäjää Vesa-Matti Koistista mahdollisuudesta tehdä tämä diplomityö. Drive-tiimiä haluan kiittää mielenkiintoisesta ja haastavasta aiheesta. Haluan kiittää työn valvojana toiminutta professori Marko Hinkkasta diplomityön sisällön kommentoinnista ja oikoluvusta.

Suuri kiitos kuuluu ohjaajalleni Lauri Stoltille hyvästä ja kannustavasta ohjauksesta. Kiitos kuuluu myös Juha-Matti Nikanderille hänen tärkeästä avusta ja mielenkiintoisista keskusteluista.

Haluan myös kiittää kaikkia läheisiäni jotka ovat jaksaneet kannustaa opiskeluissani. Kiitos kuuluu myös opiskelutovereilleni jotka tekivät opiskelusta hieman keveämpää. Erityisen suuri kiitos kuuluu vaimolle ja lapsille jotka ovat jaksaneet sivusta seurata uppoutunutta opiskelua ja samalla muistuttaa mikä on elämässä loppujen lopuksi tärkeintä.

Otaniemi, 23.5.2014

Tuomo Pälvilä

# Sisällysluettelo

<b>Tiivistelmä</b>	<b>ii</b>
<b>Tiivistelmä (englanniksi)</b>	<b>iii</b>
<b>Esipuhe</b>	<b>iv</b>
<b>Sisällysluettelo</b>	<b>v</b>
<b>Symbolit ja lyhenteet</b>	<b>vii</b>
<b>1 Johdanto</b>	<b>1</b>
<b>2 Aikaisempi tutkimus</b>	<b>3</b>
<b>3 Tutkittava järjestelmä</b>	<b>7</b>
3.1 Hissin mekaniikka . . . . .	7
3.2 Jännitevälipiirillinen taajuusmuuttaja . . . . .	8
3.2.1 Avaruusvektorit ja koordinaatiston vaihto . . . . .	8
3.2.2 Taajuusmuuttajan toimintaperiaate . . . . .	9
3.3 Aksiaalivuokestomagneettitahtikone . . . . .	10
3.3.1 Rakenne . . . . .	11
3.3.2 Käämitykset . . . . .	11
3.3.3 Yleiset yhtälöt kun liikejännite on sinimuotoinen . . . . .	12
<b>4 Hissin moottorikäyttöjärjestelmän värähtelyt</b>	<b>14</b>
4.1 Yleistä värähtelyistä . . . . .	14
4.2 Värähtelyt sähkökoneissa . . . . .	16
4.2.1 Vääntömomentin värähtelyt . . . . .	16
4.2.2 Aksiaaliset värähtelyt . . . . .	18
4.2.3 Äänet sähkökoneissa . . . . .	20
4.3 Värähtelyt hissimekaniikassa . . . . .	22
4.4 Taajuusmuuttajalähtöiset momenttivärähtelyt ja melu sähkökoneessa	23
4.5 Vuoyliaallot sisältävä moottorimalli . . . . .	25
<b>5 Kestomagneettitahtikoneen säätö</b>	<b>26</b>
5.1 Kestomagneettitahtikoneen yksinkertainen säätö . . . . .	26
5.1.1 PI-säätimen viritys ja antiwindup . . . . .	26
5.1.2 Nopeussäätö . . . . .	28
5.1.3 Kolmivaiheinen virtasäätö roottorikoordinaatistossa . . . . .	29
5.2 Edistyneempi virtasäätö ja kestomagneettivuon estimointi . . . . .	30
5.2.1 Staattorin käämivuon yliaaltojen estimointi . . . . .	30
5.2.2 PR-säädin . . . . .	31
5.2.3 PR-säätimen diskretointi . . . . .	33
5.3 Harmonisten virtojen säätö yhdistetyllä PI- ja PR-säätimellä . . . . .	35
5.4 Ehdotettu kompensointialgoritmi . . . . .	37

5.5	Simulointimalli ilman kompensointia . . . . .	38
5.6	Käämivuon estimaattorin jatkuva-aikainen ja diskreetti simulointimalli	39
5.7	Simulointimalli jatkuva-aikaisella kompensoinnilla . . . . .	40
5.8	Simulointimalli diskreetillä kompensoinnilla . . . . .	44
<b>6</b>	<b>Simulointitulokset</b>	<b>45</b>
6.1	Ideaalinen moottori jatkuva-aikaisella säätömallilla . . . . .	45
6.2	Epäideaalinen moottori jatkuva-aikaisella säätömallilla ilman kompensointia . . . . .	48
6.3	Epäideaalinen moottori jatkuva-aikaisella säätömallilla kompensoinnin kanssa . . . . .	51
6.4	Epäideaalinen moottori diskreetti-aikaisella säätömallilla kompensoinnin kanssa . . . . .	53
6.4.1	Diskreetti PR-säädin ilman taajuuskorjausta . . . . .	53
6.4.2	Diskreetti PR-säädin taajuuskorjauksen kanssa . . . . .	54
6.4.3	Taajuuskorjauksen approksimoinnin vaikutus vääntömomentin värähtelyyn . . . . .	54
6.4.4	Käämivuon estimaattorin diskretointimenetelmän vaikutus tuloksiin . . . . .	55
6.5	Diskreetin säätimen toiminta kun moottorimalli sisältää useita harmonisia sekä kohinaa . . . . .	57
6.6	Parametri- ja mittausvirheiden vaikutus säätimen toimintaan . . . . .	58
6.6.1	Resistanssi- ja induktanssivirheen vaikutus . . . . .	58
6.6.2	Nollatason poikkeama virran mittauksessa . . . . .	61
6.6.3	Viiveiden vaikutus säädön toimintaan . . . . .	63
6.6.4	Virhe liikejännitteessä . . . . .	63
6.7	Yhteenveto simulointituloksista . . . . .	64
<b>7</b>	<b>Yhteenveto</b>	<b>66</b>
<b>Liitteet</b>		
<b>A</b>	<b>Vuontiheysylioaltoa vaikutus voima-aaltoihin</b>	<b>72</b>
<b>B</b>	<b>Lagrangen yhtälöiden avulla muodostetut liikeyhtälöt</b>	<b>73</b>
<b>C</b>	<b>Käämivuosta Hamiltonin yhtälöiden diskretoimiseen</b>	<b>74</b>
<b>D</b>	<b>Jatkuva-aikaisen käämivuon estimoinnin simulointimalli</b>	<b>76</b>
<b>E</b>	<b>Diskreetti-aikaisen käämivuon estimoinnin simulointimalli</b>	<b>77</b>

# Symbolit ja lyhenteet

## Symbolit

$E_k$	kineettinen energia
$E_p$	potentiaalienergia
$F_1$	staattorin magnetomotorinen voima
$F_2$	roottorin magnetomotorinen voima
$\Lambda$	ilmavälin suhteellinen permeanssi
$b$	moottorin akselille redusoitu koko järjestelmän kitka
$B$	magneettivuon tiheys
$B_{1i}$	staattorin magneettivuon tiheyden $i$ :s harmoninen
$B_{2i}$	roottorin magneettivuon tiheyden $i$ :s harmoninen
$c$	vaimennusvakio
$\mathbf{C}$	vaimennusmatriisi
$e_a, e_b, e_c$	a-, b- ja c-vaiheen liikejännitteet
$E$	liikejännitteen tehollisarvo pääjännitteenä
$\mathbf{f}$	kuormavektori
$f_h$	paineaallon $h$ :nnen harmonisen taajuus
$f_r$	roottorin magneettikentän taajuus
$f_s$	nimellistaajuus
$f_{tri}$	kantoaallon taajuus
$F_c$	säätimen siirtofunktio
$g$	painovoimakiihtyvyys
$\mathbf{G}$	järjestelmän siirtofunktio (hissimekaniikassa)
$G_{cc}$	suljetun silmukan siirtofunktio
$G_L$	toimilaitteen siirtofunktio
$G_{OLPI d}$	d-akselin virtasäädön avoimen silmukan siirtofunktio kun säädössä vain PI-säädin
$G_{OLPI q}$	q-akselin virtasäädön avoimen silmukan siirtofunktio kun säädössä vain PI-säädin
$G_{OLPI PR d}$	d-akselin virtasäädön avoimen silmukan siirtofunktio kun säädössä on mukana PI- ja PR-säädin
$G_{OLPI PR q}$	q-akselin virtasäädön avoimen silmukan siirtofunktio kun säädössä on mukana PI- ja PR-säädin
$G'_L$	muunnellun toimilaitteen siirtofunktio
$G_m$	mekaanisen dynamiikan siirtofunktio
$G_{PI}^+$	tahtikoordinaatistossa olevan PI-säätimen siirtofunktio $\alpha\beta$ -koordinaatistossa
$G_{PI}^-$	negatiivisessa tahtikoordinaatistossa olevan PI-säätimen siirtofunktio $\alpha\beta$ -koordinaatistossa
$G_{PR}$	ideaalisen PR-säätimen siirtofunktio
$G_{PR nonid}$	epäideaalisen PR-säätimen siirtofunktio
$h$	magneettisen paineen järjestysluku
$i_a, i_b, i_c$	a-, b- ja c-vaiheen virrat
$i_d$	virran avaruusvektorin d-akselin suuntainen komponentti
$i_q$	virran avaruusvektorin q-akselin suuntainen komponentti

$I$	virran tehollisarvo
$J$	hitausmomentti
$J_{tot}$	moottorin akselille redusoitu koko järjestelmän hitausmomentti
$k_1, k_2$	köysien jousivakiot
$k_p$	PI-säätimen vahvistus
$k_{pd}$	virtasäädön d-akselin PI-säätimen vahvistus
$k_{pq}$	virtasäädön q-akselin PI-säätimen vahvistus
$k_{pn}$	nopeussäätäjän PI-säätimen vahvistus
$k_{in}$	nopeussäätäjän PI-säätimen integrointikerroin
$k_i$	PI-säätimen integrointikerroin
$k_{id}$	virtasäädön d-akselin PI-säätimen integrointikerroin
$k_{iq}$	virtasäädön q-akselin PI-säätimen integrointikerroin
$k_{p6d}$	d-akselin PR-säätimen vahvistus harmoniselle $6\omega$
$k_{p6q}$	q-akselin PR-säätimen vahvistus harmoniselle $6\omega$
$k_{ph}$	PR-säätimen vahvistus harmoniselle $h$
$k_{ih}$	PR-säätimen integrointikerroin harmoniselle $h$
$k_{i6d}$	d-akselin PR-säätimen integrointikerroin harmoniselle $6\omega$
$k_{i6q}$	q-akselin PR-säätimen integrointikerroin harmoniselle $6\omega$
$\mathbf{K}$	jäykkyysmatriisi
$L_d$	d-akselin induktanssi roottorikoordinaatistossa
$L_q$	q-akselin induktanssi roottorikoordinaatistossa
$m$	vaiheluku
$m_1, m_2$	korin massa ja vastapainon massa
$\mathbf{M}$	massamatriisi
$n$	pyörimisnopeus
$p_h$	harmonisen $h$ aiheuttama paineaalto
$P_h$	harmonisen $h$ aiheuttaman paineaallon amplitudi
$p$	napapariluku
$P$	teho
$r$	vetopyörän säde
$R_s$	staattoriresistanssi
$R_b$	nopeussäädön aktiivinen vaimennus
$R_{ad}$	virtasäädön d-akselin aktiivinen vaimennus
$R_{aq}$	virtasäädön q-akselin aktiivinen vaimennus
$t_{rc}$	suljetun silmukan nousuaika
$T_e$	moottorin tuottama sähköinen vääntömomentti
$T_{avg}$	vääntömomentin keskiarvo
$T_L$	kuormamomentti
$T_{max}$	vääntömomentin maksimiarvo
$T_{min}$	vääntömomentin minimiarvo
$T_{peak-to-peak}$	vääntömomentin huipusta-huippuun arvo
$T_{\delta n}$	vääntömomentin kuuden kerrannainen
$T_{ulk}$	ulkoinen kappaletta vääntävä momentti
$u_a, u_b, u_c$	a-, b- ja c-vaiheen jännitteet
$u_{an}, u_{bn}, u_{cn}$	a-, b- ja c-vaiheen jännitteen harmonisen $n$ amplitudi
$u_d$	jännitteen avaruusvektorin d-akselin suuntainen komponentti
$u_q$	jännitteen avaruusvektorin q-akselin suuntainen komponentti



$\underline{u}_s^s$	staattorijännitteen avaruusvektori staattorikoordinaatistossa
$U$	pääjännitteen tehollisarvo
$q_i$	yleistetty koordinaatti
$q$	vakoluku
$Q$	uraluku
$x_1, x_2$	korin paikka ja vastapainon paikka
$\mathbf{x}$	muuttujavektori
$y$	massan poikkeutettu paikka tasapainoasemasta
$\mathbf{y}$	paikkavektori
$\alpha_c$	suljetun silmukan kaistanleveys
$\xi$	vaimennussuhde
$\phi$	kiertymiskulma
$\phi_k$	saman järjestysluvun omaavien harmonisten aaltojen keskinäinen vaihesiirto
$\theta$	mekaaninen kulma
$\theta_r$	sähkökulma
$\omega$	kulmanopeus
$\omega_c$	PR-säätimen kaistanleveys
$\omega_d$	vaimennettu taajuus
$\omega_h$	paineaallon $h$ :nnen harmonisen kulmanopeus
$\omega_k$	vuontiheysaallon $k$ kulmanopeus
$\omega_m$	mekaaninen kulmanopeus
$\omega_n$	luonnollinen taajuus
$\omega_n$	vuontiheysaallon $n$ kulmanopeus
$\omega_r$	sähkökulmanopeus
$\mu_0$	tyhjiön permeabiliteetti
$\mu$	ominaisarvo
$\mu$	roottorin harmonisen järjestysluku
$\tau_m$	mekaaninen aikavakio
$\tau_s$	sähköinen aikavakio
$\psi_d$	käämivuon avaruusvektorin d-akselin suuntainen komponentti
$\psi_{d6k}$	d-akselin käämivuon järjestysluvultaan $6k$ olevan harmonisen amplitudi
$\psi_q$	käämivuon avaruusvektorin q-akselin suuntainen komponentti
$\psi_{q6k}$	q-akselin käämivuon järjestysluvultaan $6k$ olevan harmonisen amplitudi
$\psi_{PM}$	kestomagneettien kehittämä käämivuo roottorikoordinaatistossa
$U_0, \dots, U_7$	vaihtosuuntaajan jännitetilat
$\theta$	kulma

## Operaattorit

$\frac{d}{dt}$	derivaatta muuttujan $t$ suhteen
$\sum_i$	Summa indeksin $i$ yli
$\dot{x}$	aikaderivaatta muuttujan $x$ suhteen
$s$	Laplace-operaattori

## Lyhenteet

AFPMSM	Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Machine, Aksiaalivuokestomagneettitahtikone
DKF	Discrete Kalman Filter
DTC	Direct Torque Control, suora käämivuon ja vääntömomentin säätö
ILC	Iterative Learning Control
IMC	Internal Model Control
MSRF	Multiple Synchronous Reference Frames
PCFM	Periodic Carrier Frequency Modulation
PI	Proportional Integral
PLL	Phase Locked Loop
PR	Proportional Resonant
RDFT	Recursive Discrete Fourier Transform
SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation
TRF	Torque Ripple Factor

# 1 Johdanto

Hissi on alkujaan suunniteltu pystysuuntaiseen ihmisten tai tavaroiden kuljetukseen. Käyttövoima hissin liikuttamiseen ennen sähkökoneita otettiin sillä hetkellä saatavilla olevista tehonlähteistä kuten eläimistä tai höyrystä tai vaihtoehtoisesti hydraulikan avulla. Ensimmäinen sähkömoottori hisseihin tuli 1889 korvaten höyryvoimakäyttöisen hissin. Tämän jälkeen sähkökäyttöiset hissit syrjäyttivät vanhanmalliset hissit. Viimeisen 15 vuoden aikana markkinoille on tullut konehuoneettomia hissejä, joissa hissimoottori sijaitsee hissikuilussa. Itseasiassa KONE Oyj oli ensimmäinen, joka toi konehuoneettomat hissit markkinoille. Yksi konehuoneettoman hissin mahdollistanut tekijä on litteän rakenteen omaava kestopagneettimoottori. Nykyaikaiset vaihteelliset ja vaihteettomat kestopagneettimoottorit ohjauksineen ovat mahdollistaneet energiatehokkaiden hissikokonaisuuksien rakentamisen. Erityisesti hyvä hyötysuhde pienillä pyörimisnopeuksilla on edesauttanut kestopagneettimoottorin hyväksikäyttöä hissisovelluksissa. Edellä mainituilla ratkaisuilla on myös hyvät ajominaisuudet ja pienemmät rakennuskustannukset. [1]

Hissin käyttäjämukavuuden vaatimukset ovat kasvaneet tekniikan kehittyessä. Hissikokonaisuuden tulisi olla hiljainen, energiatehokas ja käyttäjäystävällinen. Konehuoneettomien hissien myötä hissimoottorin ja muiden sähköisten komponenttien, kuten taajuusmuuttajamoduulin sijoitus rakennuksessa on siirtynyt hissikuiluun. Tämän johdosta myös äänenlähteet ovat siirtyneet lähemmäksi käyttäjää. Mikäli hissistä johtuvaa melua kuuluu rakennuksen asuntoihin, saattaa tämä muodostua dominoivaksi asiaksi puhuttaessa hyvästä tai huonosta hissistä. Toinen asia on käyttäjäkokemus hississä. Jos hissikorissa on värähtelyä pystysuunnassa, tämä aiheuttaa epämukavan tunteen hississä matkustavalle henkilölle. Tämä epämukava värähtely johtuu esimerkiksi hissiä kuljettavan moottorin momenttivärähtelyistä. Pahimmassa tapauksessa pienet momenttivärähtelyt moottorilla voivat vahvistua hissimekaniikassa melua ja tärinää tuottaviksi värähtelyiksi. Myös materiaalisäästöt vaikuttavat hissin ajomukavuuteen. Samat hissin nostotehot otetaan yhä pienemmistä koneistoista jolloin myös pyörivät massat ovat pienentyneet. Tämä johtaa samalla suurentuneseen värähtelyyn pienempien pyörivien massojen vuoksi. Tällöin tarvitaan kehittyneempää ohjauselektroniikkaa ja algoritmeja.

Siten hissimoottorina toimivalta kestopagneettikoneelta vaaditaan hyvää hyötysuhdetta, korkeaa tehokerrointa ja hiljaisuutta. Toisaalta hissikäytön hyötysuhde ja hiljaisuus saattavat olla myös ristiriidassa keskenään. Lisäksi hissikäytöissä vaaditaan pientä momenttivärähtelyä, koska moottorin täytyy toimia pienillä nopeuksilla hyvällä tarkkuudella. Konehuoneettomassa hissijärjestelmässä moottorille on vain vähän tilaa, joten tällaisessa sovelluksessa aksiaalivuokestopagneettitahtikone on osoittautunut paremmaksi vaihtoehdoksi kuin epätahtikone tai tasavirtakone. Molemmilla asioilla, ympäristöön johtuvat äänet sekä hissin värähtelyt, on huomattava vaikutus käyttäjän arvioon hissin laadusta. Siksi hyvän hissikokemuksen ja pitkäkestoisen asiakkuuden tavoitteena voivat olla hissimoottorin aiheuttaman melun ja momenttivärähtelyn pienentäminen.

Koska melun ja värähtelyn vaimentaminen mekaanisin keinoin on kallista ja työlästä, moottorin säätömenetelmän kehittäminen voi osoittautua halvemmaksi ja vähemmän kuormittavaksi työksi. Tämä diplomityö käsittelee aksiaalivuokestomagneettitahtikoneen tuottaman melun ja momenttivärähtelyn vaimennusta säädön avulla. Aksiaalivuokone eroaa perinteisistä radiaalivuokoneista siinä, että magneettivuo kulkee akselin suuntaan. Radiaalivuokoneessa vuo kulkee akselin säteen suuntaisesti. Epätahtikoneet ja tahtikoneet teollisuuden sähkökäytöissä ovat perinteisesti olleet radiaalivuokoneita. Epätahtikoneen ja tahtikoneen melua ja värähtelyä on tutkittu laajalti ja pitkään. Aksiaalivuokestomagneettikoneen värähtelystä ja melusta ei kuitenkaan ole vielä paljon tutkimuksia.

Tässä työssä tavoitteena on tunnistaa ja simuloida kestopomagneettikoneen momenttivärähtelyiden ja melun lähteet ja kuinka näitä häiritseviä ilmiöitä voidaan vaimentaa säädön avulla. Tavoitteena on myös toteuttaa säätöalgoritmi, jota voidaan käyttää hyväksi todellisessa sovelluksessa. Tunnistamisessa on tarkoitus saada tietoa momenttivärähtelyiden ja melun synnystä aksiaalivuokestomagneettitahtikoneessa. Simuloinneissa on tarkoitus muodostaa todellista hissiä kuvaava simulointimalli, jonka avulla voidaan muodostaa käsitys säädön vaikutuksesta häiriöihin. Kohdassa 3 käydään lyhyesti läpi tutkittavan järjestelmän komponentit. Kohdassa 4 käsitellään teoreettista taustaa sähkökoneiden melusta ja värähtelyistä, ensin yleisesti ja myös aksiaalivuokoneen näkökulmasta. Kohdassa 5 käsitellään säätötekniikkaa ja kuinka säädöllä voidaan vaikuttaa hissimoottorin vääntömomentin värähtelyyn ja meluun. Lisäksi muodostetaan hissien yhdistetty simulointimalli, jonka avulla selvitetään missä määrin säädöllä voidaan meluun tai värähtelyyn vaikuttaa. Kohdassa 6 esitellään simulointitulokset.

## 2 Aikaisempi tutkimus

Momenttivärähtelyiden vaimentamista on tutkittu laajasti viimeisen kolmenkymmenen vuoden aikana. Jahns et al. tekivät n. 15 vuotta sitten kirjallisuuskatsauksen momenttivärähtelyiden vaimentamisesta [2]. Sähkökoneen momenttivärähtelyiden vaimentaminen voidaan jakaa kahteen osaan: värähtelyiden vaimentaminen sähkökoneen mekaniikkaa muuttamalla ja värähtelyiden vaimentaminen aktiivisten säätömenetelmien avulla. Momenttivärähtelyitä voidaan vähentää optimoimalla sähkökonetta tuottamaan tasainen momentti. Esimerkiksi, tekemällä koneeseen murtovakokäämitys tai muuttamalla kestonagneetin muotoa voidaan vähentää sähkökoneen aiheuttamia momenttivärähtelyitä. Aktiivisissa säätömenetelmissä säätö pyrkii korjaamaan sähkökoneen tai taajuusmuuttajan epäideaalisuuksia muuttamalla moottorin staattorivirtaa ja -jännitettä sopivasti. Monet näistä menetelmistä tarvitsevat tietoa koneen parametreista tai perustuvat mukautuvaan säätöön, jossa säätö virittää itse itsensä. Suurin osa säätömenetelmistä perustuu kuitenkin virran muokkaukseen jollain tavalla. Säätömenetelmiä momenttivärähtelyn vaimentamisessa on virran aaltomuodon muokkaus, valittujen yliaaltojen injektio-menetelmät, tilaestimaattori- ja tilatarkkailijamenetelmät ja nopeustakaisinkytkennän hyväksikäyttö. Harmonisten injektio-menetelmien heikkous on niiden herkkyys moottoriparametrien muuttumiselle ja sähkökoneen sekä taajuusmuuttajan epäideaalisuuksille. Estimaattorien heikkoudet ovat samaan tapaan moottoriparametrien muuttuminen, mutta myös koneen toimintapisteen kuten nopeuden muuttuminen. Kaikkien menetelmien tarkkuus kärsii mikäli järjestelmässä esiintyy huomattavia mittausvirheitä.

Eräs menetelmä joka ei perustu sähkökoneen mekaniikan muuttamiseen on aktiivisen suodattimen käyttö momenttivärähtelyiden ja sähkömagneettisten häiriöiden vaimentamisessa, hystereesissäätöön perustuvassa tapauksessa [3]. Tässä menetelmässä on muuntaja (1:1) vaihtosuuntaajan ja moottorin välillä sekä LCR-suotimet muuntajan ensiö- ja toisiopuolella sekä aktiivinen suodatin muuntajan ensiöjännitteiden muokkaamiseen. Aktiivisella suodattimella syötetään jännite muuntajan ensiöön siten että moottoriliittimillä on lähes sinimuotoinen jännite.

Zhang et al. esittelevät ja vertailevat tutkimuksessaan pintamagneetikoneen vääntömomentin vaimennusmenetelmiä, jossa toinen perustuu harmonisten virtojen injektio-menetelmään ja toinen adaptiiviseen sisäiseen malliin [4]. Tutkimuksen perusteella he suosittelevat tyhjäkäyntiliikejännitteeseen perustuvaa harmonisten injektio-menetelmää, koska pintamagneetikoneen tapauksessa liikejännite tyhjäkäynnissä on lähes samanmuotoinen kuin kuormitettunakin. Tässä menetelmässä virtaohje muodostetaan vääntömomenttiohjeesta jakamalla tämä q-akselin liikejännitteellä. Tutkimuksessa käytetyssä menetelmässä on tiedossa liikejännitteen yliaaltojen suuruudet ja vaihekulmat jotka on laskettu elementtimenetelmällä. Toisaalta liikejännitteeseen perustuvien menetelmien heikkous on pienet nopeudet, joka on oleellinen toiminta-alue hissikäytöissä.

Momenttivärähtelyitä voidaan vaimentaa myös menetelmällä oppiva iteratiivinen

säätö (ILC). Qian et al. esittelevät tutkimuksessaan kaksi ILC-menetelmää, ILC aikatasossa ja ILC taajuustasossa [5]. ILC-menetelmässä säädin laskee virheen halutun ulostulon ja todellisen ulostulon välillä sekä laskee sitten uuden ohjearvon. Ohjearvo pidetään muistissa seuraavaa kierrosta varten. Uusi ohjearvo lasketaan sillä perusteella että virhe pienenee jokaisella iteraatiokierroksella. ILC-menetelmään perustuvaa virtasäätäjää reluktanssikoneelle on tutkittu lähteessä [6].

Eräs säätömenetelmä momenttivärähtelyiden vaimentamisessa on virtakompensointiin perustuva säätö [7]. Virtakompensoinnissa säädön avulla muodostetaan kompensointivirrat, jotka yhdessä normaalivirran kanssa korjaavat ilmajälvuon epäsymmetrisyyttä. Kompensointivirrat muodostetaan laajennetun Kalman-suotimen avulla estimoidusta käämivuosta. Myös Rahimi et al. ovat tutkineet virtojen injektio-menetelmää, mutta he käyttivät Fourier-analyysia virtojen muodostamisessa [8]. Tässä Fourier-menetelmässä he käyttivät virtasäätösilmukoita erotellakseen harmoniset komponentit, joita sitten käytetään hyväksi uusien virtaohjeiden luomisessa. Myös lähteessä [9] on tutkittu momenttivärähtelyn vaimennusta kestopagneettikoneessa tunnistamalla ensin reluktanssimomentin harmoniset komponentit ja sen jälkeen laskemalla harmoniset virrat jotka kompensoivat momenttivärähtelyt pois.

Zhu et al. ovat tutkineet suoraa vääntömomentin ohjausta (DTC) käyttävän kestopagneettikoneen momenttivärähtelyiden vaimentamista [10, 11]. Lähteessä [10] tutkituissa DTC-menetelmissä käytetään vääntömomenttiestimaattoria ja erilaisia momenttiyhtälöitä värähtelyn vaimentamisen tutkimisessa. Petrovic et al. ovat tutkineet adaptiivisen säätimen käyttöä momenttivärähtelyiden minimoimisessa [12]. Tässä adaptiivisessa säätömenetelmässä tehdään muunneltu malli kestopagneettikoneesta ja d- ja q-akselin käämivuot asetetaan tuntemattomaksi vektoriksi. Tuntematonta käämivuovektoria estimoidaan reaaliaikaisesti säätöalgoritmilla. Lähteessä [13] on tutkittu taulukoinnin käyttöä optimaalisten virtojen saavuttamiseksi. Taulukointiarvoina käytetään kulma- ja nopeustietoa sekä momentin ohjearvoa ja optimointi tapahtuu virtafunktiota minimoimalla siten että momentin harmoniset minimoidaan ja keskimääräinen momentti on vakio. DTC-menetelmällä toteutetun ohjauksen on kuitenkin käytännössä todettu tuottavan häiritsevää melua kestopagneettitahtikoneella toteutetuissa hissikäyttöissä.

Lisäksi Mohamed et al. ovat tutkineet virtasäätöön ja adaptiiviseen sisäiseen malliin perustuvaa momenttivärähtelyn minimointia [14]. Myös Holtz et al. ovat tutkineet kestopagneettikoneen momenttivärähtelyn vaimentamista identifioinnin ja adaptiivisen säädön avulla [15]. Säädön toimivuus perustuu koneen identifiointiin ennen varsinaista ajoa sekä laajakaistaiseen virtasäätäjään joka koostuu deadbeat-säätimestä, dynaamisesta myötäkystennästä ja virran virheen ennustamisesta.

Mattavelli et al. ovat tutkineet toistuvaa virranohjausmenetelmää (repetitive current control) momenttivärähtelyn vaimentamisessa [16]. Menetelmä perustuu siihen että momenttia tuottavalla q-akselin virralla kompensoidaan momentin jaksollista värähtelyä. Q-akselin virtaa säädetään siten että tuotetaan vakiomomentti riippu-

matta siitä, että liikejännite sisältää yliaaltoja. Virran toistuva säätö on yhdistetty perinteiseen PI-säättimeen, jossa PI-säädin säätää pääosin muutostilanteissa ja pienitaajuuksisissa tapauksissa ja toistuva ohjaus korjaa jäljelle jääneet virheet.

Vaikka momenttivärähtelyn minimoimiseksi mekaniikan muuttamisen ja säädön keinoin on tehty paljon tutkimusta, on radiaalivoimien yliaaltojen minimoiminen jäänyt vähemmälle huomiolle. Momenttivärähtelyn sekä radiaalisten harmonisten voimien tuottamat värähtelyt ja melu ovat kuitenkin edelleen haaste eri sovelluksissa.

Melun vaimennusta aksiaalivuokestomagneettitahtikoneissa säätömenetelmien keinoin ei ole vielä paljon tutkittu. Tutkimusta on kuitenkin tehty radiaalivuokestomagneettitahtikoneille, jossa keinona on moduloinnin kantoaaltotaajuuden optimaalinen valinta [17]. Xu et al. ovat tutkineet jaksollisen kolmiokantaaaltomoduloinnin (triangular PCFM) merkitystä sähkömagneettisen melun vaimentamisessa [18]. Kolmiokantaaaltomoduloinnin ero perinteiseen pulssinleveysmodulointiin nähden on kantoaaltotaajuuden muuttuminen. Ruiz-González et al. ovat tutkineet melun vaimennusta induktiokoneella kantoaaltotaajuutta vaihtelemalla mutta lisäksi injektoimalla kolmatta ja yhdeksättä harmonista [19]. Lisäksi induktiokoneen kohdalla tutkimusta on tehty magneettisten äänien vaimentamiseksi virran harmonisten injektiolla [20, 21]. Pellerey et al. ovat tutkineet magneettisen melun aktiivista vaimennusta staattori- ja roottorivirtojen harmonisia säätämällä roottorikäämyssä tahtikoneessa [22].

Chapman et al. ovat tutkineet monitahtikoordinaatistomenetelmää (MSRF-menetelmä) epäsinimäisen virran luomisessa, mikä aiheuttaa vähän momenttivärähtelyä ja että hyötysuhde pysyy hyvänä [23]. Tässä menetelmässä on kaksi osaa: estimaattori joka purkaa mitatun virran sopiviin pyöriviin koordinaatistoihin ja takaisinkytketty integroiva säädin ohjaa kussakin koordinaatistossa erosuureta nolaksi. Ueda et al. ovat ottaneet hieman eri lähestymistavan melun siedettävyyteen. Menetelmän periaatteena on muokata sähkömagneettinen melu melodiaksi moduloinnin avulla [24].

Monitahtikoordinaatistot mahdollistavat signaalien, joissa on valittuja harmonisia, säätämisen [25]. Moreno et al. ovat vertailleet monitahtikoordinaatiston soveltamista diskreetillä Kalman-suotimella (DKF), rekursiivisella diskreetillä Fourier-muunnoksella (RDFT) ja vaihelukoilla (PLL). Moreno et al. toteavat että vaihelukoilla ja rekursiivisen diskreetin Fourier-muunnoksen avulla toteutetulla monitahtikoordinaatistosovelluksella laskentatehojen vaatimukset eivät ole niin suuret kuin Kalman-suotimen avulla tehdyllä monitahtikoordinaatistosovelluksella, mutta Kalman-suotimen versiossa on parempi luotettavuus. Lähteessä [26] on tutkittu jännitteen yliaaltojen vaimentamista monitahtikoordinaatistossa tapahtuvan säädön avulla. Tässä menetelmässä virtaohjeiden laskeminen tapahtuu jokaisen harmonisen osalta erikseen niiden omissa koordinaatistoissa.

Lähes kaikki tutkijat ovat tutkineet pysyvän tilan momenttivärähtelyn vaimentamista paitsi lähteessä [16] esitetty virran toistuva ohjaus. Työssä tutkittavaksi menetel-

mäksi valittiin vektorisäätömenetelmä, jossa virran perusaallon säätäminen toteutetaan normaalilla dq-koordinaatistoon sidotulla PI-säätäjällä ja harmonisten virtojen säätäminen toteutetaan resonanssisäätäjillä samassa koordinaatistossa. Lisäksi q-virran referenssin laskentaa tehostetaan käämivuon reaaliaikaisella estimoinnilla. Työssä käytetään käämivuon harmonisille lähteessä [12] esitettyä mallia.



### 3 Tutkittava järjestelmä

#### 3.1 Hissin mekaniikka

Hissin mekaniikka karkeasti koostuu vetopyörästä, joustavista köysistä, mahdollisesta vaihteesta ja akseleista. Vaihteellisia hissejä ei tässä työssä käsitellä. Kuvan 1 yksinkertainen malli esittää hissien mekaanista rakennetta. Kuvassa  $m_1$  on korin massa,  $m_2$  vastapainon massa,  $k_1, k_2$  ovat jousivakiot,  $T_e$  vääntömomentti,  $c_1, c_2, b$  vaimennusvakiot,  $\theta$  vetopyörän kulma ja  $x_1, x_2$  korin ja vastapainon paikka. Hissin rakenteen perusteella hissi voidaan kuvata differentiaaliyhtälöillä. Sähkökoneen akseli kytkettynä vetopyörään voidaan kuvata hitausmomentilla jolla on kitkaa. Hissiköysistö koreineen ja vastapainoineen voidaan kuvata vaimentavilla jousilla jonka päissä riippuvat massat. Joskus voi olla helpompaa käyttää Lagrangen mekaniikkaa hyväksi muodostettaessa likeyhtälöitä usean muuttujan systeemeille. Lagrangen mekaniikkaa voidaan kuvata yhtälöillä [27]

$$f_i = \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial L}{\partial \dot{q}_i} \right) - \frac{\partial L}{\partial q_i} + \frac{\partial P}{\partial \dot{q}_i} \quad (1)$$

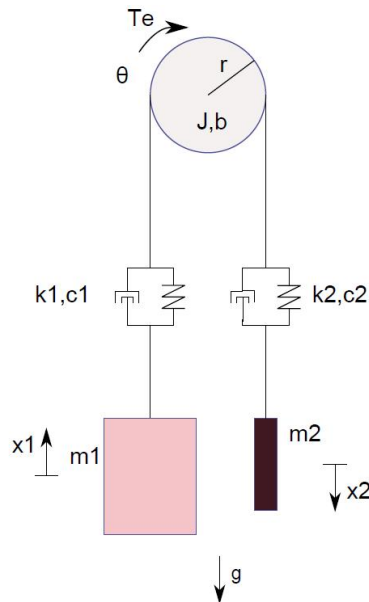
$$L = E_k - E_p \quad (2)$$

jossa  $P$  on vaimennusenergia,  $E_k$  on kineettinen energia,  $E_p$  potentiaalienergia,  $q_i$  yleistetty koordinaatti ja  $f_i$  on ulkoinen voima. Kuvan suuntien avulla ja Lagrangen yhtälöillä tälle yksinkertaiselle systeemille saadaan

$$m_1 \ddot{x}_1 = -k_1(x_1 - r\theta) - c_1(\dot{x}_1 - r\dot{\theta}) - m_1 g \quad (3)$$

$$m_2 \ddot{x}_2 = -k_2(x_2 - r\theta) - c_2(\dot{x}_2 - r\dot{\theta}) + m_2 g \quad (4)$$

$$J\ddot{\theta} = T_e - b\dot{\theta} + k_1 r(x_1 - r\theta) + k_2 r(x_2 - r\theta) + c_1 r(\dot{x}_1 - r\dot{\theta}) + c_2 r(\dot{x}_2 - r\dot{\theta}) \quad (5)$$



Kuva 1: Hissin yksinkertaistettu mekaaninen malli.

Nähdään, että vaikka mekaaninen systeemi on yksinkertainen, niin yhtälöitä tulee useita. Matriisimuodossa yhtälöt (3-5) voidaan kuvata yhtälöllä

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{x}} + \mathbf{C}\dot{\mathbf{x}} + \mathbf{K}\mathbf{x} = \mathbf{f} \quad (6)$$

jossa  $\mathbf{x}$  ja  $\mathbf{f}$  on muuttuja- ja kuormavektori

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \theta \end{bmatrix}, \quad \mathbf{f} = \begin{bmatrix} -m_1g \\ m_2g \\ T_e \end{bmatrix} \quad (7)$$

Muuttujavektorin kerroinmatriiseina ovat massamatriisi  $\mathbf{M}$  ja vaimennusmatriisi  $\mathbf{C}$

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} m_1 & 0 & 0 \\ 0 & m_2 & 0 \\ 0 & 0 & J \end{bmatrix} \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_1 & 0 & -c_1r \\ 0 & c_2 & -c_2r \\ -c_1r & -c_2r & b + r^2(c_1 + c_2) \end{bmatrix} \quad (8)$$

sekä jäykkyyssmatriisi  $\mathbf{K}$

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_1 & 0 & -k_1r \\ 0 & k_2 & -k_2r \\ -k_1r & -k_2r & r^2(k_1 + k_2) \end{bmatrix} \quad (9)$$

## 3.2 Jännitevälipiirillinen taajuusmuuttaja

### 3.2.1 Avaruusvektorit ja koordinaatiston vaihto

Sähkökoneiden dynaamisessa mallintamisessa tehdään yleensä seuraavat oletukset [28]:

- Käämivuo on sinimuotoinen
- Raudan epälineaarisuus ja rautahäviöt jätetään huomiotta
- Ei ole uraharmonisia

Kolmivaiheisen vaihtovirtamoottorin virtoja, jännitteitä tai magneettivoita voidaan kuvata yhdellä avaruusvektorilla

$$\underline{i}(t) = \frac{2}{3} (\underline{i}_a(t) + \underline{a}i_b(t) + \underline{a}^2i_c(t)) \quad \underline{i} \in \mathbb{C} \quad (10)$$

jossa  $\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ . Kompleksiarvoinen funktio voidaan kuvata reaali- ja imaginaariosalla. Näin ollen päästään kaksiakselimalliin, jossa esimerkiksi virran kompleksinen avaruusvektori kuvataan reaali- ja imaginaariosalla  $i_\alpha$  ja  $i_\beta$  [28]. Staattorivirran avaruusvektori staattorikoordinaatistossa on

$$\underline{i}_s(t) = i_\alpha(t) + ji_\beta(t) \quad i_\alpha, i_\beta \in \mathbb{R} \quad (11)$$

jota voidaan merkitä myös reaalisenä vektorina

$$\mathbf{i}_s(t) = \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (12)$$

$\alpha$ - $\beta$  koordinaatistoa pidetään yleensä staattorikoordinaatistona. Staattorikoordinaatistosta päästään tahtikoordinaatistoon käyttämällä dq-muunnosta

$$\begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r(t)) & \sin(\theta_r(t)) \\ -\sin(\theta_r(t)) & \cos(\theta_r(t)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (13)$$

jossa  $\theta_r(t) = \int \omega_r dt$  on sähkökulma. Tiputetaan tässä vaiheessa ajan merkintä sulussa pois yksinkertaistamaan esitystä. Tästä koordinaatistosta käytetään nimitystä tahtikoordinaatisto tai roottorikoordinaatisto. Toinen olennainen koordinaatistomuunnos, Park-muunnos tarvitaan jos halutaan muuttaa staattorin vaihevirratt  $i_a(t), i_b(t), i_c(t)$  suoraan dq-koordinaatistoon [29]

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (14)$$

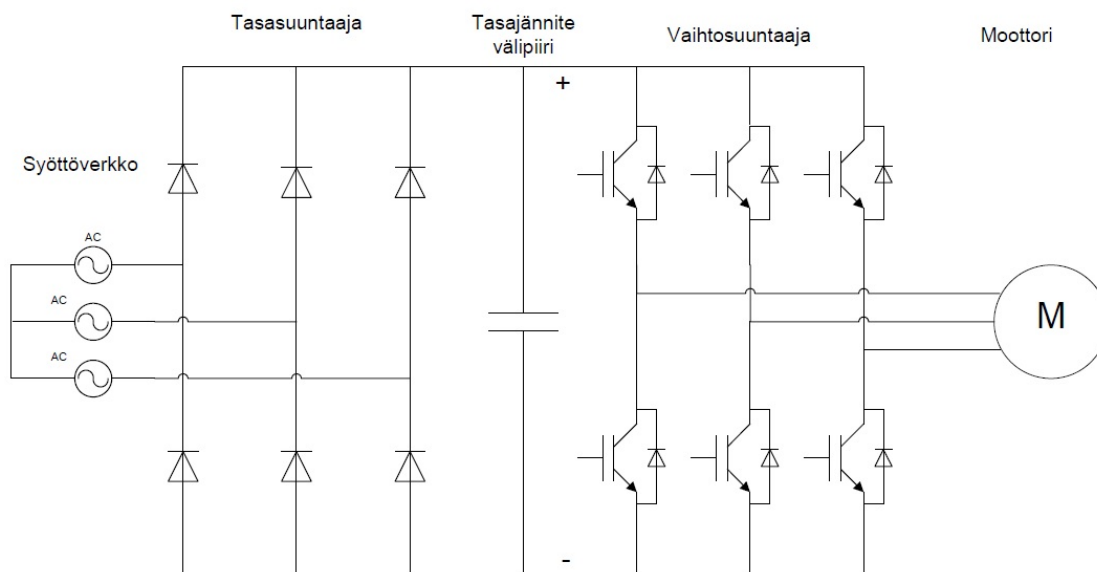
Park-muunnos voidaan edelleen jakaa vielä kahdeksi matriisikertolaskuksi

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (15)$$

Tätä teoriaa ja muunnoksia käytetään yleisesti hyväksi moottorin säädössä, koska momentin säätäminen on huomattavasti helpompaa kun säädettävät suureet ovat pysyvässä tilassa vakioita sen sijaan että ne olisivat värähteleviä. [30]

### 3.2.2 Taajuusmuuttajan toimintaperiaate

Kestomagneettitahtimoottoria voidaan ohjata moottorin syöttöjännitteen taajuutta muuttamalla. Taajuutta muutetaan esimerkiksi jännitevälipiirillisellä taajuusmuuttajalla. Jännitevälipiirillinen taajuusmuuttaja muodostuu pääasiassa kolmesta osasta: tasasuuntaajasta, tasajännitevälipiiristä ja vaihtosuuntaajasta. Kuvassa 2 on esitetty taajuusmuuttajan rakenne. Tasasuuntaajassa vaihtojännite muutetaan tasajännitteeksi. Tasajännitevälipiiri toimii eräänlaisena energiavarastona vaihtosuuntaajan ja tasasuuntaajan välillä. Tasajännitevälipiiri myös suodattaa verkon kautta tulevia häiriöitä ja moottorista verkkoon siirtyviä häiriöitä mikäli kuvan 2 diodisilta olisi korvattu samanlaisella kytkennällä kuin moottorisiltakin. Tämän jälkeen tasajännite muutetaan vaihtosuuntaajassa takaisin vaihtojännitteeksi. [31] Muuttuvataajuinen vaihtojännite voidaan tehdä tasajännitteestä kytkemällä kuormaan tasajännitevälipiiri jaksottaisesti päälle ja pois suurella taajuudella (esimerkiksi 10 kHz) toisin sanoen moduloimalla. Se miten kytkimiä kytketään riippuu modulointimenetelmästä. Modulointimenetelmä, jolla muuttuvataajuinen jännite kestomagneettikoneen staattoriliittimiin voidaan tehdä, on tahdistettu sinikolmiovertailu. Siinä verrataan tietyn taajuista kolmioaaltoa sinimuotoiseen jänniteohjeeseen,



Kuva 2: Jännitevälipiirillisen taajuusmuuttajan topologia.

ja kun jänniteohje on suurempi kuin kolmioaalto, kytkin kytketään päälle. Tällä tavalla kun kolmioaalto ja sinimuotoinen jänniteohje on tahdistettu, saadaan aikaan pulssijoukko, jonka jännitteen perustaajuus on sinimuotoinen. Edistyneempi ja nykyään suosittu menetelmä moduloinnin osalta on avaruusvektorimodulointi (SVPWM). [32]

Avaruusvektorimodulointi perustuu nimensä mukaan avaruusvektoriteoriaan. Kytkeätilat voidaan kuvata kahdeksalla asennolla. Tämä johtaa seitsemään tilaan jännitteen avaruusvektorille ( $\underline{U}_1, \underline{U}_2, \underline{U}_3, \underline{U}_4, \underline{U}_5, \underline{U}_6$ , ja kaksi noltilaa  $\underline{U}_0, \underline{U}_7$ ). Avaruusvektorin kulkema  $360^\circ$ :n polku voidaan siten jakaa kuuteen sektoriin. Toimittaessa sektorissa 1 ohjearvoa vastaava vektori voidaan muodostaa kytkemällä kombinaatioita  $U_1, U_2$  ja 0 sopivan ajan verran. [33] Tällä tavalla saadaan haluttu jännitteen käyttäytyminen kaikkien vaiheiden osalta sekä hyvä ohjauksen dynamiikka.

### 3.3 Aksiaalivuokestomagneettitahtikone

Sähkökoneiden historia on aksiaalivuokoneiden osalta mielenkiintoinen, koska itse asiassa ensimmäiset sähkökoneet olivat aksiaalivuokoneita. Aksiaalivuokoneen keksivät toisistaan riippumatta M. Faraday, tuntematon keksijä, W. Ritchie ja B. Jacobi vuosina 1831-1834. Kuitenkin kun T. Davenport sai patentin radiaalivuokoneelle 1837, se sai paremman vastaanoton teollisissa sovelluksissa yksinkertaisuutensa vuoksi. Aksiaalivuokoneiden kehityksestä luovuttiin voimakkaan aksiaalisuuntaisen voiman, valmistusvaikeuksien, hinnan, magneettimateriaalien huonon laadun ja ilmävälin tasaisena pitämisen vaikeuden vuoksi. Nykyään kuitenkin kestopagneettimateriaalien hintojen laskeminen on jälleen käynnistänyt aksiaalivuokoneiden ke-

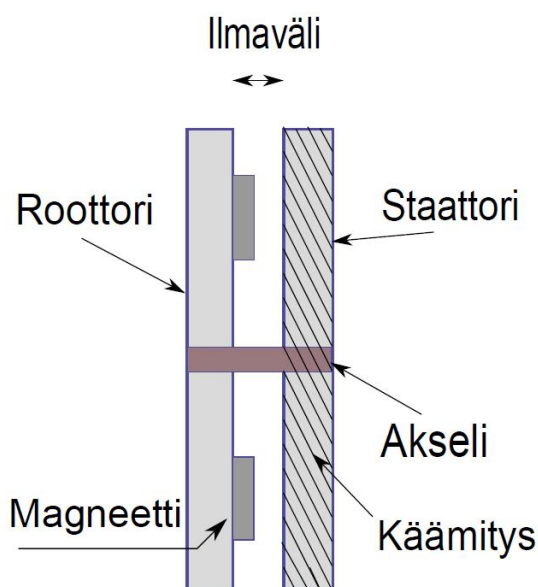
hityksen [34]. Aksiaalivuokoneen etuja ovat hyvä hyötysuhde, hyvä tehokerroin ja litteä muoto [35]. Tehokerroin ja hyötysuhde ei myöskään riipu pyörimisnopeudesta samoissa määrin kuin induktiokoneella [36]. Kestomagneettitahtikoneiden heikkous on se, että roottorin magnetoitua ei voida suoraan ohjata koska se on toteutettu kestomagneetein, mutta siihen voidaan vaikuttaa d-akselin virralla. Eräs aksiaalivuokoneen etu radiaalivuokoneeseen nähden on säädettävä ilmaväli [34].

### 3.3.1 Rakenne

Aksiaalivuokone eroaa radiaalivuokoneesta siten, että magneettivuo kulkee koneen sisällä akselin suuntaisesti. Tämä mahdollistaa litteän rakenteen, joka on erityisen hyvä tilantarpeen kannalta. Tämä tilantarpeen väheneminen on yksi syy miksi konehuoneettomia hissejä voidaan käyttää. Kuva 3 esittää aksiaalivuokoneen yhtä tyyppiä, jossa on yksi staattori ja yksi roottori. Ilmaväli on kuvassa liioiteltu, todellisuudessa se on millimetrin luokkaa. Magneettien kehittämä vuo kulkee kuvassa magneetilta staattoriin ja staattorista roottorin kautta takaisin magneettiin. Tässä tapauksessa magneetit on kiinnitetty roottorin pinnalle, mutta ne voisivat olla myös upotettuna raudan sisään.

### 3.3.2 Käämitykset

Sähkökoneen käämitykset voidaan tehdä monella tavalla. Kestomagneettitahtikoneen staattorikäämitys voidaan tehdä esimerkiksi yksi- tai monivaiheiseksi kierto-kenttäurakäämitykseksi tai napakäämitykseksi. Magnetoitua tuotetaan roottorin kestomagneeteilla, joten roottorikäämitystä ei tarvita. Urakäämitys ja napakäämitys



Kuva 3: Yksinkertainen aksiaalivuokoneen rakenne.

eroaa toisistaan vakoluvun  $q$  perusteella. Vakoluku kertoo urien lukumäärän vaihetta ja napaa kohti [37]. Tällöin vakoluvulle voidaan esittää yhtälö

$$q = \frac{Q}{2pm} \quad (16)$$

jossa  $Q$  on uraluku,  $m$  on vaiheluku ja  $p$  napapariluku. Jos  $q < 1$ , niin kone omaa napakäämityksen ja jos  $q \geq 1$ , niin koneessa on urakäämitys. Lisäksi, jos vakoluku on murtoluku niin käämitys on murtovakokäämitys ja jos vakoluku on kokonaisluku niin käämistä sanotaan kokovakokäämitykseksi. [37] Napakäämittyjen murtovakokoneiden etu on siinä, että ne pystyvät tuottamaan enemmän vääntömomenttia kuin perinteisen malliset koneet, jos käytössä on sama tilavuus. Murtovakokoneet soveltuvatkin parhaiten pienen pyörimisnopeuden käyttöihin, joissa tarvitaan suurta momenttia. [38]

Napakäämittyjen murtovakokestomagneettitahtikoneiden eräs etu on alhainen hammasvääntömomentti (cogging torque). Hammasvääntömomentti on momentti, joka syntyy kestopagneettien aiheuttaman vuon ja staattorin muuttuvan reluktanssin seurauksena [2]. Tällöin staattorilta tuotetuilla virroilla ei voida vaikuttaa hammasvääntömomenttiin ja se onkin olemassa myös nollavirralla [2, 35]. Napakäämityissä koneissa hammasvääntömomentti on pieni. Voidaan sanoa, että hammasvääntömomentti pienenee jollain määrättyllä vakoluvulla kun urien määrää kasvatetaan ja tutkimusten perusteella näyttää olevan niin, että vakoluvulla  $q = 0,33$  hammasvääntömomentti on minimissään [35].

Moottorin pyöriessä urien aiheuttaman hammasvääntömomentin lisäksi on myös muita häiriömomentteja kuten kestopagneettien ja staattorivirran harmonisten aiheuttamien magneettikenttäaaltojen yhteisvaikutus [35]. Momenttivärähtelyistä kerrotaan lisää kohdassa 4.2.1. Murtovakokoneen huonopuoli on magneettivuontiheyden aliharmoniset aallot ilmavälissä. Lisäksi murtovakokone aiheuttaa harmonisia joiden järjestysluku on murtoluku tai parillinen kokonaisluku. Kokovakokoneen matalin harmoninen on sen sijaan perusaalto. [37]

### 3.3.3 Yleiset yhtälöt kun liikejännite on sinimuotoinen

Kestomagneettitahtikone on hyvin samankaltainen kuin normaali magnetointikäämityksen omaava tahtikonekin paitsi, että kestopagneettikoneessa ei ole magnetointi- eikä vaimennuskäämistystä. Kestomagneettitahtikoneen matemaattinen malli voidaan esittää samankaltaisella kaksiakselimallilla kuin perinteinen tahtikonekin. Lisäksi oletetaan että magneettista kyllästymistä ei tapahdu, liikejännite on sinimuotoinen ja että pyörrevirrat ja hystereesihäviöt ovat pienet. Tässä työssä oletetaan pintamagneettikone, jolla on kuitenkin vähän avonapaisuutta  $L_q > L_d$ . Näillä oletuksilla kestopagneettitahtikoneen dynaaminen malli pintamagneettikoneen tapauksessa voidaan esittää tahtikoordinaatistossa yhtälöillä [29]

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_r \psi_q \quad (17)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_r \psi_d \quad (18)$$

$$\psi_d = \psi_{PM} + L_d i_d \quad (19)$$

$$\psi_q = L_q i_q \quad (20)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (21)$$

$$J_{tot} \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - b\omega_m \quad (22)$$

$$\omega_r = p\omega_m \quad (23)$$

jossa  $R_s$  on staattori-resistanssi,  $L_d$  pitkittäisakselin induktanssi,  $L_q$  poikittaisakselin induktanssi,  $i_d, i_q, u_d, u_q$  ovat d- ja q-akselin virrat ja jännitteet,  $p$  on napapari-luku,  $\psi_d, \psi_q$  ovat d- ja q-akselin käämivuot,  $\psi_{PM}$  on kestopagneettivuo,  $\omega_r, \omega_m$  ovat sähköinen ja mekaaninen kulmanopeus,  $T_e$  on sähköinen vääntömomentti,  $T_L$  on kuorimomentti,  $J_{tot}$  moottorin akselille redusoitu koko järjestelmän hitausmomentti ja  $b$  on moottorin akselille redusoitu koko järjestelmän kitka.

## 4 Hissin moottorikäyttöjärjestelmän värähtelyt

### 4.1 Yleistä värähtelyistä

Värähtelevä liike on massan paikan ja voimien muuttumista ajassa. Karkeasti värähtely voidaan jakaa vapaaseen ja pakotettuun värähtelyyn. Vapaassa värähtelyssä järjestelmä itsessään värähtelee ilman ulkoisia voimia luonnollisella taajuudellaan  $\omega_n$  tai taajuuksillaan, jota voidaan sanoa myös järjestelmän resonanssiksi. Pakotetussa värähtelyssä ulkoinen voima toimii herätteenä värähtelevälle järjestelmälle. Jos voima on esimerkiksi värähtelevä, niin järjestelmä värähtelee tällöin pakotetulla taajuudellaan. Jos järjestelmään syötetty taajuus ja järjestelmän oma luonnollinen taajuus ovat samat, tällöin järjestelmä menee resonanssiin. Resonanssissa järjestelmän värähtely yleensä kasvaa ja voi olla haitallista. Järjestelmän vapausasteiksi kutsutaan riippumattomien muuttujien määrää, jolla systeemi voidaan kuvata. Pystysuorassa liikkeessä olevaa vaimennettua, mutta pakotettua massan värähtelyä voidaan kuvata seuraavalla yhden vapausasteen differentiaaliyhtälöllä [39]

$$m \frac{d^2 y}{dt^2} + c \frac{dy}{dt} + ky = f(t) \quad (24)$$

jossa  $m$  on kappaleen massa,  $c$  on vaimennusvakio,  $k$  on jousivakio,  $f(t)$  on pakottava voima ja  $y$  on massan poikkeutettu paikka tasapainoasemasta. Lopputilaa tarkasteltaessa vaimennus voidaan jättää huomiotta ( $c = 0$ ) ja yhtälöstä saadaan

$$m \frac{d^2 y}{dt^2} + ky = f(t) \quad (25)$$

Yhtälön (24) homogeenisen version ( $f(t) = 0$ ) avulla voidaan johtaa myös suureet [40]

$$\zeta = \frac{c}{2\sqrt{km}} \quad (26)$$

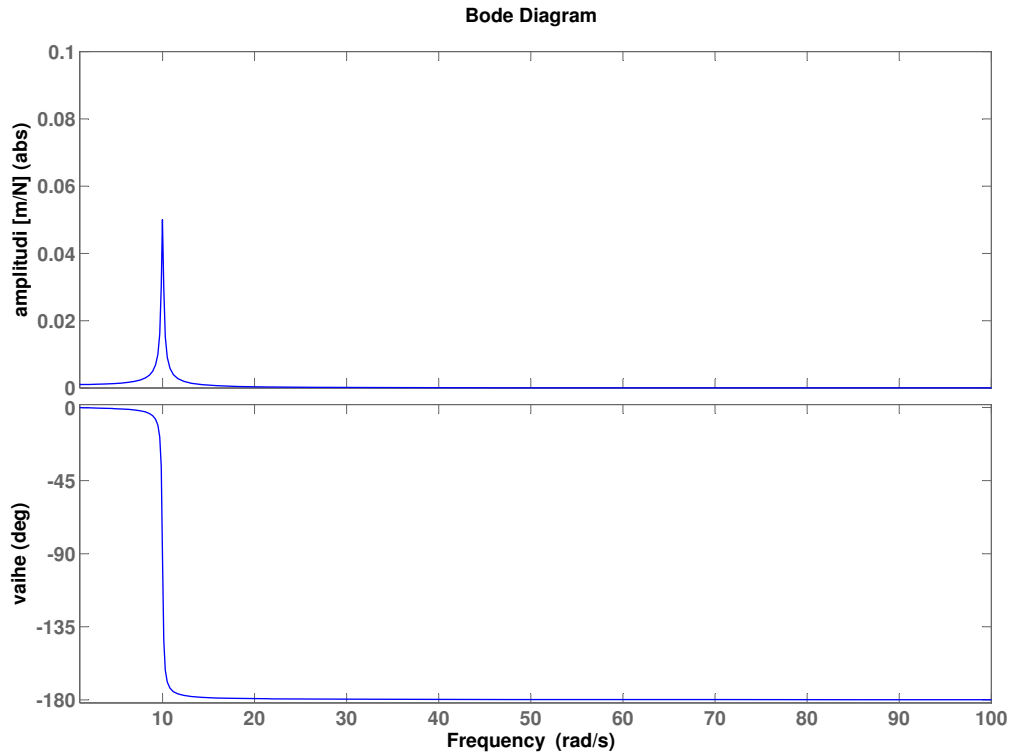
$$\omega_n = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (27)$$

jossa  $\zeta$  on vaimennussuhde, joka on dimensioton suure.  $\omega_n$  on järjestelmän vaimentamaton luonnollinen taajuus. Yhtälöiden (26) ja (27) avulla voidaan esittää vaimennettu taajuus [40]

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (28)$$

Yhtälöstä (28) nähdään, että mikäli vaimennus on kohtalaisen pieni, niin järjestelmän ominaistajuutta määritettäessä voidaan vaimennus asettaa nolaksi ja laskea ominaistajuus yksinkertaistetulla järjestelmällä. Järjestelmän taajuuskäyttäytymisen nähdään kätevästi taajuusvasteesta. Esimerkiksi kuvassa 4 on taajuusvaste järjestelmästä jonka  $m = 10$ ,  $c = 2$ ,  $k = 1000$ . Taajuusvaste kuvaa järjestelmän amplitudivasteen ja vaihevasteen käyttäytymisen sinimäiselle herätteelle taajuusasteikolla. Todelliset järjestelmät ovat harvoin yhden vapausasteen yhtälöitä. Yleensä ne





Kuva 4: Taajuusvaste differentiaaliyhtälölle (24), jossa  $m = 10$ ,  $c = 2$ ,  $k = 1000$ .

ovat differentiaaliyhtälösystemejä, jolloin yhtälön (24) tapaisia yhtälöitä on  $N$  kappaletta. Mikäli yhtälöitä ei voi erottaa toisistaan riippumattomiksi, niin järjestelmä on silloin  $N$ :n vapausasteen järjestelmä. [40] Tällainen  $N$ :n vapausasteen järjestelmä esitetään yleensä matriisimuodossa

$$\mathbf{M} \frac{d^2 \mathbf{y}}{dt^2} + \mathbf{C} \frac{d\mathbf{y}}{dt} + \mathbf{K} \mathbf{y} = \mathbf{f} \quad (29)$$

jossa reaalikertoimisessa tapauksessa  $\mathbf{M} \in \mathbb{R}^{N \times N}$  on massamatriisi,  $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{N \times N}$  on vaimennusmatriisi,  $\mathbf{K} \in \mathbb{R}^{N \times N}$  on jäykkyydematriisi ja  $\mathbf{f} \in \mathbb{R}^{N \times 1}$  on kuormavektori. Matriisit ja kuormavektori eivät ole välttämättä samanlaisia kuin aiemminkin vaan ne riippuvat differentiaaliyhtälösystemistä.

Pyörivillä massoilla tilanne on samanlainen, mutta liikkeen värähtelyissä kyse on torsionaalisista värähtelyistä. Torsionaalisessa värähtelyssä akselin päät liikkuvat jaksollisesti toistensa suhteen (akseli kiertyy jaksollisesti). Akseli jossa on kiinni massa (esimerkiksi akseli ja vauhtipyörä) on yksinkertainen yhden vapausasteen järjestelmä. Vauhtipyörällä on hitausmomentti  $J$ , akselilla on kulmajousivakio  $k$  ja  $c$  on vaimennus. Näistä saadaan yksinkertaiselle järjestelmälle torsionaalisen värähtelyn

liikeyhtälö [41]

$$J \frac{d^2 \phi}{dt^2} + c \frac{d\phi}{dt} + k\phi = T_{ulk} \quad (30)$$

jossa  $\phi$  on kiertymiskulma ja  $T_{ulk}$  on kappaletta vääntävä momentti. Mikäli pyöriviä massoja olisi monta kappaletta, tämä myös voitaisiin järjestää yhtälön (29) kaltaiseksi matriisiyhtälöksi. Tässä työssä kuitenkin oletetaan, että torsionaalista akselin vääntymistä on niin vähän, että se voidaan jättää huomiotta.

## 4.2 Värähtelyt sähkökoneissa

Tarkemmin tarkasteltuna pyörivät sähkökoneet ovat monimutkaisia järjestelmiä mekaanisesti ja sähköisesti. Ne koostuvat mekaanisista pyörivistä massoista ja pyörivistä sähkömagneettisista voimista. Pyörivät massat akseleineen muodostavat tangentialiaalisia voimia akseliin, jotka näkyvät kuorman muutoksena sähkökoneessa. Nämä voimat, joilla on taajuus, muuttuvat jatkuvasti aiheuttaen värähtelyä. Mekaanisella järjestelmällä on resonanssitaajuus ja mikäli konetta käytetään lähellä ominaistaajuutta, värähtely vahvistuu ja menee resonanssiin. [42] Pyörivät magneettikentät taas muodostavat tangentialiaalisia ja radiaalisia voimia akseliin. Yksi välttämätön, mutta jokseenkin epämiellyttävä värähtelyn muoto on ääni. Sähkömagneettista ääntä sähkökoneessa aiheuttaa mekaanisen rakenteen ja sähkömagneettisen voiman yhteisvaikutus. Lisäksi on myös laakerin hankauksesta ja aerodynamiikasta aiheutuvia ääniä. [43] Lisäksi on vielä vääntövärähtelyt, jossa sähkökoneen akselin osat kiertyvät toistensa suhteen [44]. Tässä työssä vääntövärähtelyt oletetaan pieneksi, joten ne jätetään käsittelemättä.

### 4.2.1 Vääntömomentin värähtelyt

Magneettikenttä ilmvälissä aiheuttaa voimavaikutuksen staattorin ja roottorin pinnan välillä. Nämä voimat koostuvat radiaalisista (roottorin pinnan normaalin suunta) ja tangentialisista voimista. Radiaalinen voima vaikuttaa akselin päästä katsottuna radiaalisesti ja tangentialinen tangentin suuntaan. Radiaalinen voima aksiaalivuokoneen tapauksessa on akselin suuntainen. Tangentialinen voima roottorin pinnalla tuottaa momentin. [45]

Momenttivarähtelyt voidaan luokitella syntyperänsä mukaan kolmeen lähteeseen: moottorilähtöiset, taajuusmuuttajalähtöiset ja kuormalähtöiset. Kuormalähtöisiä häiriöitä momenttiin tuottavat laakerit, tuulettimet, akselin ja kuorman kytkennät, vaihteet ja itse kuorma. Taajuusmuuttajalähtöistä momenttivarähtelyä aiheuttaa epäsinimuotoinen syöttöjännite moottorissa. Epäsinimäisen muodon takia syöttöjännite sisältää perustaajuuden lisäksi harmonisia yliaaltoja. Lisäksi taajuusmuuttaja luo häiriöitä epälineaaristen tehoelektronikkakomponenttien ja mittausvirheiden takia. Näistä asioista lisää kohdassa 4.4. Kestomagneettitahtikoneen momentin komponentit voidaan jakaa seuraaviin osiin [2, 46]

- kestomagneettien tuottaman magneettikentän ja staattorivirtojen tuottaman magneettikentän vuorovaikutusmomentti, joka tuottaa pääosan momentista

useimmissa kestopagneettitahtikoneissa

- staattorivirran aiheuttaman magnetomotorisen voiman ja roottorin reluktanssin muuttumisen aiheuttama momentti (toisin sanoen reluktanssimomentti)
- roottorin aiheuttaman magneettikentän ja staattorin reluktanssin muuttumisen aiheuttama momentti (niin kutsuttu hammasvääntömomentti [37])

Aydin et al. esittävät vääntömomenttivärähtelyille yhtälöä, jossa vääntömomentin eri komponentit lasketaan liikejännitteen ja vaihevirtojen kautta [47]. Tällöin oletetaan, että magneettista kyllästystä ei tapahdu, ankkurireaktiota ei huomioida ja että perusaalto ja yliaallot ovat samenvaiheisia. Artikkelissa vääntömomenttivärähtelyt on laskettu pintamagneettiaksiaalivuokoneelle jolla on kaksi staattoria ja yksi sisäinen roottori. Todelliset vääntömomenttivärähtelyt pintamagneettikoneelle, jossa on urat staattorikäimitykselle, ovat suuremmat johtuen ankkurireaktiosta. Tällöin hetkellinen vääntömomentti kolmivaihekoneissa voidaan esittää yhtälöllä

$$T(t) = \frac{1}{\omega_m} \sum_{j=a,b,c} e_j(t) i_j(t) \quad (31)$$

jossa  $e_j$  on liikejännite vaiheessa  $j$  ja  $i_j$  on virta vaiheessa  $j$ . Yliaallot huomioiden yhden vaiheen liikejännite voidaan esittää tähtikytketyssä staattorikäimityksessä sarjaesityksenä. Liikejännitteen yliaallot muodostuvat epäsinimäisestä ilmvälivuon jakaumasta

$$\begin{aligned} e_a(t) &= \sum_{n=1}^{\infty} E_{2n-1} \sin((2n-1)\omega t) \\ &= E_1 \sin(\omega t) + E_3 \sin(3\omega t) + E_5 \sin(5\omega t) + \dots \end{aligned} \quad (32)$$

jossa  $\omega$  on sähkökulmanopeus ja  $n = 1, 2, 3, \dots$ . Vaihevirran yliaallot muodostuvat epäsinimäisen vaihevirran vuoksi

$$i_a(t) = I_1 \sin(\omega t) + I_5 \sin(5\omega t) + I_7 \sin(7\omega t) + \dots \quad (33)$$

Kun yhdistetään (31), (32) ja (33) saadaan

$$T(t) = \frac{1}{\omega_m} (e_a(t) i_a(t) + e_b(t) i_b(t) + e_c(t) i_c(t)) \quad (34)$$

$$\begin{aligned} &= T_{avg} + T_6 \cos(6\omega t) + T_{12} \cos(12\omega t) + T_{18} \cos(18\omega t) + \dots \\ &= T_{avg} + \sum_{n=1}^{\infty} T_{6n} \cos(n6\omega t) \end{aligned} \quad (35)$$

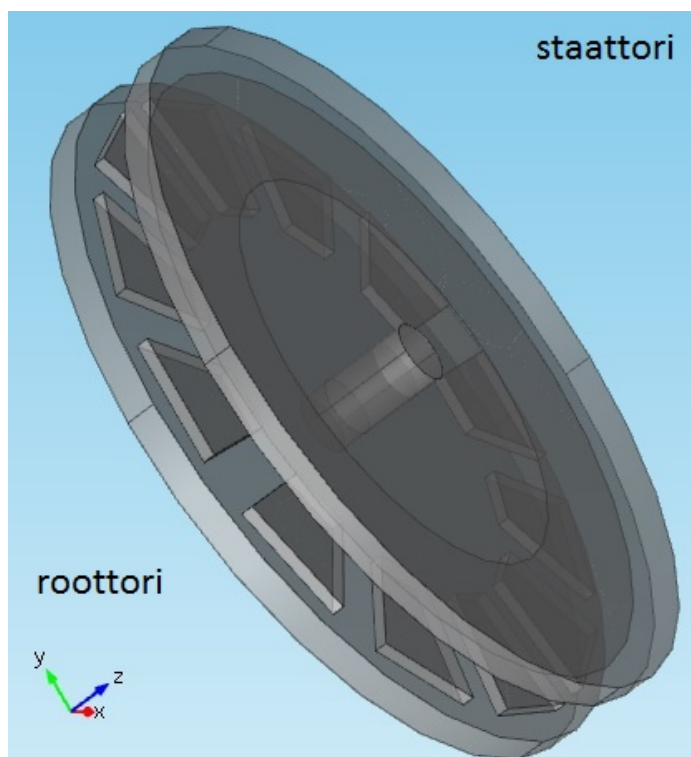
jossa  $T_{avg}$  on momentin keskiarvo ja  $T_{6n}$  on momentin kuudennen kerrannaisen yliaallon amplitudi. Yhtälöstä (35) nähdään, että vaikka virta ja liikejännite sisältävät parittomia yliaaltoja niin momentti sisältää kuuden kerrannaisia yliaaltoja. Sähkökoneen momenttivärähtelyominaisuuksia voidaan kuvata momenttivärähtelykertoimella TRF (Torque Ripple Factor) [48]

$$TRF = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{avg}} 100\% = \frac{T_{peak-to-peak}}{T_{avg}} 100\% \quad (36)$$

jossa  $T_{max}$  on vääntömomentin maksimiarvo keskiarvon ympärillä,  $T_{min}$  on vääntömomentin minimiarvo keskiarvon ympärillä ja  $T_{peak-to-peak}$  on vääntömomentin huipusta huippuun arvo keskiarvon ympärillä.

#### 4.2.2 Aksiaaliset värähtelyt

Tämän työn yhtälöissä esiintyvä normaalivoima määritellään siten että se on päävuon suuntaan oleva voimakomponentti. Tämä johtaa siihen, että normaalivoima osoittaa aksiaalivuokoneessa aksiaaliseen suuntaan. Kuvassa 5 on esitetty kuvitteellinen aksiaalivuokone xyz-koordinaatistossa. Kuvassa näkyvät myös magneetit roottorissa. Aksiaalinen voima suuntautuu kuvassa z-akselin suuntaan eli roottorin magneettipinnan normaalisuuntaan. Vääntömomenttia tuottava voima suuntautuu y-akselin suuntaan eli roottorin magneettipinnan tangentin suuntaan. Radiaalivuokoneen yhteydessä pinnan normaalisuuntaan olevaa voimaa kutsutaan radiaalivoimaksi. Aksiaalivuokoneen luontaisiin ominaisuuksiin kuuluu aksiaaliseen suuntaan oleva voima roottorin magneettien ja staattorirungon välillä. Ideaalisessa koneessa ilmaväli on yhdenmukainen eli samansuuruinen joka kohdassa. Yhdenmukainen ilmaväli aiheuttaa tasaisesti jakautuneen voiman aksiaaliseen suuntaan, joten tätä ei ideaalitapauksessa havaita. Todellisuudessa ilmaväli on aina jokseenkin epäyhdenmukainen. Tällöin aksiaalinen voima ei ole tasaisesti jakautunut. Epätasaisesti jakautunut aksiaalinen voima aiheuttaa värähtelyä aksiaaliseen suuntaan roottorin pyöriessä. Värähtelevä voima voi johtua esimerkiksi roottorin epäkeskeisyydestä.



Kuva 5: Yksinkertaistettu aksiaalivuokone xyz-koordinaatistossa.

Riippuen värähtelyn taajuudesta voima voi aiheuttaa ääntä staattorin rakenteissa. Yleinen tapa laskea näitä voimia on Maxwellin jännitystensori yhdistettynä elementtimentelmään. Elementtimentelmällä lasketaan ensin vuontiheysjakauma koneessa ja sen jälkeen sovelletaan jännitystensoria aksiaalisen voimatiheyden laskemiseen. [49]

Maxwellin jännitystensorin mukaan aksiaalisuuntaan oleva voimatiheys saadaan [50]

$$p_n = \frac{1}{2\mu_0} (B_n^2 - B_t^2) \quad (37)$$

jossa  $B_n$  on roottorin pinnan normaalisuuntaan oleva vuontiheyden komponentti ja  $B_t$  roottorin pinnan tangentin suuntaan oleva komponentti. Tangentiaalisten voimien vaikutus normaalin suuntaan voidaan jättää huomiotta, koska ne ovat pieniä suhteessa aksiaaliseen voimaan ja koska niillä on sama harmonisisältö. Tällöin normaalin suuntaan olevaa voimatiheyttä voidaan arvioida yhtälöllä

$$p_n = \frac{B_n^2(\theta, t)}{2\mu_0} \quad (38)$$

jossa  $\theta$  on mekaaninen kulma. Vuontiheys  $B_n(\theta, t)$  esitetään yliaaltojen vuoksi kosinisarjana [50]

$$B_n^2(\theta, t) = \left( \sum_{k=1}^{\infty} B_{nk} \cos(np(\theta - \omega_m t)) \right)^2 \quad k = 1, 3, 5, \dots \quad (39)$$

Approksimaation (38) hyvyys riippuu siitä kuormitetaanko konetta vai ei. Approksimaatio on johdettu urattomalle staattorikäymitykselle, mutta on todettu, että kuormitustilanteessa samalla approksimaatiolla voidaan arvioida sekä uratonta, että urallista konetta. Liitteen A sekä lähteen [50] perusteella saadaan, että värähtelytaajuudet ovat kulmataajuuksilla  $2pn\omega_m$ . Suurimman amplitudin omaava yliaalto on kertaluvultaan pienin ja tässä tapauksessa  $2p$ .

Zhu et al. tekemän tutkimuksen mukaan radiaalivuokoneen ( $Q = 12$ ,  $2p = 10 \rightarrow q = 0,4$ ) voimakkaimmat radiaaliset värähtelyt ovat harmonisen järjestysluvulla  $2p$  eli napaluvulla, mutta kone aiheuttaa myös pienemmän kertaluvun harmonisia staattoriurien takia. Tutkimuksen perusteella murtovakokoneen tyyppi, jossa on 10 napaa ja 12 uraa aiheuttaa radiaalisia voima-aaltoja kaikilla parillisilla taajuuksilla mutta voimakkaimmat taajuudet ovat napaluvun kerrannaisilla. [50]

Myös Islam et al. ovat analyttisesti tutkineet radiaalivuokoneen ääntä ja värähtelyitä ja myös heidän tuloksissaan voimakkaimmat radiaaliset värähtelyt ovat napaluvun kerrannaisilla. He myös toteavat että kestopagneettitahtikoneen melu ja värähtely riippuvat radiaalisista voimista eikä momenttivärähtelyistä. He toteavat myös sen merkittävän seikan, että vaikka murtovakokoneella, jolla on konfiguraatio 12s10p (12 uraa 10 napaa), on paremmat momenttivärähtelyominaisuudet kuin konfiguraatiolla 9s6p, niin ensimmäinen on alttiimpi äänille, koska se tuottaa pienemmän kertaluvun harmonisia. [51]

### 4.2.3 Äänet sähkökoneissa

Yksi sähkökoneessa tapahtuvan värähtelyn seuraus on äänet. Äänen lähteet sähkökoneessa voidaan jakaa kolmeen ryhmään: magneettinen ääni, aerodynaaminen ääni ja mekaaninen ääni. Magneettisia ääniä aiheuttavat sähkökoneen kuorma, syöttöjännitteen ja -virran käyrämuoto, käämityksen rakenne, käämitysurien rakenne, magneettinen kyllästyminen ja roottorin epäkeskeisyys. Mekaanista ääntä tuottavat laakerit ja hiiliharjallisessa koneessa hiiliharjat. Roottorin epäkeskeisyys vaikuttaa myös laakeriääniin. Aerodynaamista ääntä aiheuttaa ilman painenvaihtelut, joita on esimerkiksi ilmapälissä tai tuulettimissa [52, 43]. Tässä työssä keskitytään vain magneettisiin ääniin poislukien rakenteelliset seikat, koska säädöllä voidaan vaikuttaa vain sähkömagneettisiin ääniin.

Magneettiset äänet johtuvat staattorin ja roottorin magneettivuontiheysaalloista. Magneettivuontiheysaallot aiheuttavat magneettisia voimatiheysaaltoja. Kuten edellisessä kohdassa nähtiin, pinnan normaalisuuntaan oleva voimatiheys saadaan yhtälöstä (38). Seuraavassa oletetaan sinimuotoinen staattorivirta. Tarkkaan ottaen voimatiheysaalto koostuu staattorin ja roottorin magnetomotorisen voiman vuorovaikutuksesta. Jos lisäksi otetaan huomioon ilmapälin suhteellisen permeanssin (magneettinen johtavuus) muutokset, vuontiheysaallolle voidaan esittää yhtälö [53, 54]

$$\begin{aligned} B_n(\theta, t) &= \left[ F_1(\theta, t) + F_2(\theta, t) \right] \Lambda(\theta, t) \\ &= \sum_{n=0}^{\infty} B_{1n} \cos(np\theta \pm \omega_n t) + \sum_{k=0}^{\infty} B_{2k} \cos(kp\theta \pm \omega_k t + \phi_k) \end{aligned} \quad (40)$$

jossa  $\omega_n$  on vuontiheysaallon  $n$  ja  $\omega_k$  vuontiheysaallon  $k$  kulmanopeus,  $F_1$  on staattorin magnetomotorinen voima,  $F_2$  on roottorin magnetomotorinen voima,  $\phi_k$  on saman järjestysluvun ( $n = k$ ) omaavien harmonisten aaltojen keskinäinen vaihesiirto, alaindeksi 1 kuvaa staattoria ja alaindeksi 2 roottoria,  $n$  on staattorin harmonisen järjestysluku ja  $k$  on roottorin harmonisen järjestysluku. Tahtikoneilla  $k = 2l - 1$ , jossa  $l = 1, 2, 3, \dots$ . Asettamalla yllämainittu vuontiheyden määritelmä yhtälöön (38) ja huomioimalla vain muuttuvat suureet, äänen kannalta tärkeät yliaallot koostuvat roottorin ja staattorin vuontiheysaaltojen yhteisvaikutustermeistä sekä staattorin ja roottorin magneettikentän muuttuvista termeistä. Pinnan normaalin voimatiheyden funktio voidaan esittää seuraavalla yhtälöllä, jos ollaan tekemisissä symmetrisen kolmivaihekäämityksen omaavan tahtikoneen kanssa

$$p_h(\theta, t) = P_h \cos \left( h \left( \theta - \frac{\omega_h t}{h} \right) \right) \quad (41)$$

jossa  $P_h$  on voimatiheysaallon amplitudi,  $\frac{\omega_h}{h}$  voimatiheysaallon kulmanopeus ja  $h$  on harmonisen järjestysluku. Jo yhtälöstä (41) nähdään, että se on aaltofunktio joka etenee nopeudella  $\frac{\omega_h}{h}$ . On osoitettu, että voimatiheys on pieni suurilla  $h$ :n arvoilla, joten äänen kannalta pahimmat yliaallot ovat pienten kertaluvun yliaallot esimerkiksi  $h = 0, 1, 2, 3$ . Taulukossa 1 on esitetty roottorin magneettikentän ja staattoriurien vaikutus yliaaltoihin muutamilla napapareilla [53]. Taulukossa  $f$  on syöttöjännitteen

Taulukko 1: Roottorin magneettikentän ja staattoriurien yhteisvaikutus voimatiheyden yliaaltoihin kestopagneettimoottoreissa eri napapariluvuilla.

$p$	$h$	$Q$	$q$	$\mu$	$f_h = 2\mu f$
5	2	36	1.2	7	$14f$
5	8	36	1.2	8	$16f$
4	8	36	1.5	8 ja 10	$16f$ ja $20f$
3	6	36	2	11 ja 13	$22f$ ja $26f$
2	4	36	3	17 ja 19	$34f$ ja $38f$
2	8	36	3	16 ja 20	$32f$ ja $40f$

taajuus ja  $f_h$  on voimatiheysaallon taajuus. Taulukossa  $\mu$  lasketaan kaavalla

$$\mu = \frac{|0,5h \pm Q|}{p} = 1, 3, 5, \dots \quad (42)$$

jossa  $h$  on magneettisen voimatiheyden järjestysluku.  $h$ :n tärkeimmät arvot ovat 2, 4, 6, 8, koska ne aiheuttavat suurimmat harmoniset. Mitä suurempi on magneettisen voimatiheyden järjestysluku, sitä pienempi on sähkökoneen melu. Taulukosta nähdään, että  $h$ :n parillisilla arvoilla ilmestyy vain parillisia yliaaltoja. Mikäli joku pienen kertaluvun yliaalloista osuu staattorirakenteen luonnollisille taajuuksille, tällöin on odotettavissa värähtelyä ja melua. Harmonisten syntykeinoja on myös muita, kuten roottorin magneettikentästä aiheutuvat yliaallot, jotka ovat taajuuksilla  $f_h = 2(1 \pm 2k)f$ , jotka nekin ovat parillisilla, mutta negatiivisilla ja positiivisilla luvuilla. Lisäksi staattorin magneettikentästä aiheutuvat yliaallot ovat taajuuksilla  $f_h = 2f$  [53].

Nähdään, että lähinnä parilliset taajuudet toimivat äänenlähteenä kestopagneetti-tahtikoneissa, kun virta oletetaan sinimuotoiseksi. Virran ollessa epäsinimuotoinen, kuten taajuusmuuttajakäytöissä, esitellään kohdassa 4.4. Kaavasta (42) huomataan, että roottorin ja staattorin yhteisten yliaaltojen ominaisuudet riippuvat voimakkaasti urien ja napojen määrästä.

Yang et al. ovat tutkineet radiaalivuokestopagneetti-tahtikoneen radiaalisten voimien aiheuttamaa sähkömagneettista värähtelyä. He osoittavat, että murtovakokone, jossa on keskitetty käämitys, tuottaa harmonisia voima-aaltoja, joiden järjestysluku riippuu vahvasti urien sekä napojen suurimmasta yhteisestä jakajasta. Voima-aaltoja voidaan kuitenkin vaimentaa kehittämällä kompensointivirta staattorista. [55]

Erään induktiokoneelle tehdyn äänitutkimuksen mukaan d-akselin virrassa oleva värähtely vaikuttaa merkittävästi koneen tuottamaan meluun [56]. Vaikkakin molemmat virrat osallistuvat melun tuottoon induktiokoneessa, niin d-akselin virta vaikuttaa meluun enemmän kuin q-akselin virta. Tutkimuksessa melua on tutkittu kol-

messa tilanteessa kuten roottori paikallaan, roottorin pyöriessä tyhjäkäynnissä ja roottorin pyöriessä kuormitettuna. Jokaisessa tilanteessa d-akselin virralla on suurempi vaikutus meluun. On huomioitava myös se seikka, että äänitaso laskee koneen ollessa kuormitettuna, mikä todennäköisesti johtuu roottorivirtojen kasvun demagnetoiivasta vaikutuksesta sekä mekaanisen kytkennän jäykistymisestä. Tutkimuksen perusteella todettakoon, että myös virran  $i_d$  harmonisia tulisi vaimentaa mikäli halutaan vaimentaa koneen tuottamaa melua.

### 4.3 Värähtelyt hissimekaniikassa

Hissin kulkiessa ihminen tuntee pystysuuntaiset ja vaakasuuntaiset kiihtyvyyden muutokset. Pystysuuntaisia kiihtyvyyden muutoksia aiheuttaa esimerkiksi huono nopeuden ohjaus, hissin kuormavaan mittausvirhe, momenttiohjeen ottaminen pois ennen jarrun aktivointia, kitkavaihtelut hissikuilussa ja moottorissa. Toinen pystysuuntainen kiihtyvyyden muutos voi tapahtua hissin pysähtyessä tasolle ja köysien jostaessa. Vaakasuuntaista värähtelyä aiheuttaa hissikuilun seinärakenteiden epämuodostumat ja johteiden liitoskohdat. Vaakasuuntaisen värähtelyn lähteiksi voidaan sanoa kiertyneet ohjausjohteet, ohjausjohteiden liitokset, köysien vaakasuuntainen heiluminen, epätasapainoinen hissikori, ilmanpaineen vaihtelut hissin kulkiesä kuilussa (erityisesti usean hissin tapauksessa) ja rakennuksen liikkuminen [1]. Lisäksi eräs ongelmien lähde on hissin epäkeskinen nosto, jossa hissikoria ei nosteta tasapainopisteestä vaan jostain muualta. Tämä aiheuttaa hissikorin jatkuvaa kuormitusta ohjausjohteille.

Hissin yksinkertaistettua rakennetta pystyttiin kuvaamaan yhtälöillä (3-5). Yhtälöistä nähdään, että yksinkertainenkin järjestelmä muodostaa differentiaaliyhtälösystemin. Nähdään myös että värähtelyä aiheuttavat kaikki jousijärjestelmät jotka otetaan tarkasteluun mukaan. Muodostamalla differentiaaliyhtälösystemistä taajuusvastefunktio nähdään kuinka mekaniikka käyttäytyy eri taajuuksilla.

Tekemällä Laplace-muunnos yhtälölle (6) ja laittamalla alkuarvot nolliksi saadaan

$$s^2\mathbf{M}\mathbf{X}(s) + s\mathbf{C}\mathbf{X}(s) + \mathbf{K}\mathbf{X}(s) = \mathbf{F}(s) \quad (43)$$

$$(44)$$

muodostamalla siirtofunktio  $\mathbf{F}(s)$ :ltä  $\mathbf{X}(s)$ :lle saadaan

$$\mathbf{X}(s) = \mathbf{G}(s)\mathbf{F}(s) \quad (45)$$

jossa  $\mathbf{G}(s)$  on järjestelmän siirtofunktio. Asettamalla  $s = j\omega$  saadaan kompleksin taajuusvastefunktio  $\mathbf{G}(j\omega)$ . Taajuusvasteesta nähdään sekä järjestelmän vahvistus että vaihe taajuusasteikolla. [57] Tarkasteltaessa järjestelmän ominaistuuksia, voidaan vaimennus ja heräte eli sähköinen momentti olettaa nolliksi. Saadaan seuraava systeemi:

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{x}} + \mathbf{K}\mathbf{x} = 0 \quad (46)$$



Käyttämällä yritettä  $\mathbf{x}(t) = \mathbf{X}e^{j\lambda t}$  saadaan

$$(-\lambda^2 \mathbf{M}\mathbf{X} + \mathbf{K}\mathbf{X}) e^{j\lambda t} = 0 \quad (47)$$

josta muokkaamalla saadaan ominaisarvo-ongelma

$$(\mathbf{M}^{-1}\mathbf{K} - \mu\mathbf{I}) \mathbf{X} = 0 \quad (48)$$

jossa  $\mu = \lambda^2$  on ominaisarvo. Ominaisarvot  $\mu$  saadaan yhtälöstä

$$\det(\mathbf{M}^{-1}\mathbf{K} - \mu\mathbf{I}) = 0 \quad (49)$$

Laskemalla tällä tavalla erään (22 kW) hissien parametrien [58] mukaan saadaan ominaisarvoiksi  $\mu_1 = 0,0903$ ,  $\mu_2 = 0,0034$  ja  $\mu_3 = 0$ . Huomataan että resonanssitajuuudet ovat matalilla taajuuksilla tämän teholuokan (22 kW) hissisovelluksissa. Jos vapausasteiden määrä on suuri, determinantin laskeminen voi olla todella vaikeaa ja onkin erittäin tehotonta. Tällöin ominaisarvot kannattaa hakea joillain iteratiivisilla menetelmillä.

#### 4.4 Taajuusmuuttajalähtöiset momenttivärähtelyt ja melu sähkökoneessa

Valtaosa nykyaikaisista sähkökäytöistä on toteutettu taajuusmuuttajilla. Taajuusmuuttajat tuottavat kuitenkin epäsinimäisen jännitteen johdannaisena epäsinimäisen virran. Epäsinimäinen virta sisältää perustaajuuden lisäksi yliaaltoja. Virran yliaallot aiheuttavat koneen tuottamaan vääntömomenttiin myös yliaaltoja. Yliaaltoja aiheuttavat esimerkiksi [46]:

- virheet virran mittauksessa kuten epälineaarisuus, virran nollatason poikkeama ja virhe virran skaalauksessa
- virheet jännitteiden mittauksissa
- aikaviiveet näyttöön otossa, säädössä, mittaussuodattimissa
- tehokytkinten kuollut aika
- kaapelipituudesta riippuvien aaltojännitteiden aiheuttamat virheet

Lisäksi modulointitekniikka aiheuttaa yliaaltoja. Myös välipiirijännitteen vaihtelu saattaa aiheuttaa häiriötä moottorinsyöttöjännitteessä. Jos välipiirin värähtely on riittävän suuritaajuista, häiriöt kulkeutuvat moottorisillan virtasäätäjän kaistanleveyden ulkopuolelta suoraan moottoriliittimiin. Lähteen [17] mukaan kestopäätetikonekäytöissä sähkömagneettiset voimat staattorihampaissa aiheutuvat roottorin magneettikentän ja staattorin pyörivän magneettikentän vuorovaikutuksessa.

Taajuusmuuttajien toimintaperiaatteen vuoksi pyöriviä aikaharmonisia magneettikenttiä aiheuttavat virtayliaallot staattorissa. Jokainen virtayliaalto yhdessä pyörivän roottorin kanssa aiheuttaa oman voimakomponentin. Esimerkiksi moduloinnin kannalta kolmioaallon toimiessa kantoaaltona voimaharmoniset ovat taajuuksilla [17]

$$f_h = af_r \pm bf_{tri} \pm f_r \quad (50)$$

jossa  $f_h$  on harmonisen voima-aallon taajuus,  $f_r$  on roottorin magneettikentän taajuus,  $f_{tri}$  on kantoaallon taajuus ja vakiot  $a, b$  ovat vastakkaista pariteettia (toisin sanoen toinen on pariton ja toinen parillinen).

Virran mittauksen epälineaarisuus tarkoittaa tässä tapauksessa mitatun virran ja todellisen virran eron epälineaarisuutta. On tiedossa että virheet virran skaalauksessa aiheuttavat yliaaltoja taajuuksilla  $2f$  ja virheet virran offsetissä taajuudella  $f$  eli perustaaajuudella. Saman invertterihaaran kytkimet eivät voi johtaa yhtäaikaan, aiheuttaa sen että saman haaran kytkinten kääntöjen välillä täytyy olla viivettä, jota kutsutaan kuolleeksi ajaksi. Kuollut aika lisää momentin yliaaltoja taajuuksilla  $6f$ . Epälineaarisuuksien aiheuttamien yliaaltojen järjestysluvut riippuvat voimakkaasti epälineaarisuuden muodosta. [46]

Puoliaaltosymmetrian vuoksi taajuusmuuttajan synnyttämät jännitteen yliaallot voidaan esittää kosinisarjana, joka sisältää vain parittomia yliaaltoja [30]

$$u_a(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \hat{u}_{an} \cos [n(\omega t)] \quad (51)$$

$$u_b(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \hat{u}_{bn} \cos \left[ n \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (52)$$

$$u_c(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \hat{u}_{cn} \cos \left[ n \left( \omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \quad (53)$$

Käyttämällä avaruusvektorin määritelmää (10) ja Eulerin lauseesta johdettua yhteyttä  $\cos(x) = \frac{1}{2}(e^{jx} + e^{-jx})$  saadaan

$$\begin{aligned} \underline{u}_s^s(t) &= \frac{2}{3} (u_a(t) + \underline{a}u_b(t) + \underline{a}^2u_c(t)) \\ &= \frac{2}{3} \left[ \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{\hat{u}_{an}}{2} (e^{jn\omega t} + e^{-jn\omega t}) \right. \\ &\quad + \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{\hat{u}_{bn}}{2} \left( e^{j(n\omega t - \frac{2\pi}{3}(n-1))} + e^{-j(n\omega t - \frac{2\pi}{3}(n+1))} \right) \\ &\quad \left. + \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{\hat{u}_{cn}}{2} \left( e^{j(n\omega t - \frac{4\pi}{3}(n-1))} + e^{-j(n\omega t - \frac{4\pi}{3}(n+1))} \right) \right] \quad (54) \end{aligned}$$

Perusaallon tapauksessa  $n = 1$  avaruusvektori pyörii vastapäivään amplitudilla  $\hat{u}_1$ . Kolmannella yliaallolla  $n = 3$  arvoksi tulee 0. Viidennellä yliaallolla osoitin pyörii negatiiviseen suuntaan amplitudilla  $\hat{u}_5$ . Näin lopulliseksi yliaaltoiseksi avaruusvektoriksi saadaan.

$$\underline{u}_s^s(t) = \hat{u}_1 e^{j(\omega t + \phi_1)} + \hat{u}_5 e^{-j(5\omega t + \phi_5)} + \hat{u}_7 e^{j(7\omega t + \phi_7)} + \hat{u}_{11} e^{-j(11\omega t + \phi_{11})} + \dots \quad (55)$$

Nähdään, että jänniteyliaaltoja aiheutuu taajuuksilla.

$$\omega_y = \omega(6k \mp 1), \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (56)$$

Virtayliaallot staattorissa noudattavat samaa kaavaa. Aiemmin nähtiin, että kuudennen yliaallon ympärillä olevat virtayliaallot yhdessä parittomien liikejännitteiden yliaaltojen kanssa aiheuttavat momenttivärähtelyä taajuuksilla  $6f$  ja sen harmonisilla.

## 4.5 Vuolyliaallot sisältävä moottorimalli

Kuten aiemmin mainittiin vääntömomentti koostuu pääasiassa kolmesta erilaisesta vääntömomentista. Jokainen niistä tuo oman osansa momenttivärähtelyyn. Tässä työssä kuitenkin oletetaan hammasvääntömomentti pieneksi joten se voidaan jättää huomiotta. Edistyneempi moottorimalli kestopagneettitahtikoneelle, jolla magneetit ovat sijoitettu roottorin pinnalle, mutta jolla on avonapaisuutta on muuten samanlainen kuin yleiset yhtälöt (17-22), mutta käämivuot sisältävät kuuden kerrannaisia harmonisia yliaaltoja jotka riippuvat sähkökulmasta [12]

$$\psi_d = \psi_{PM} + L_d i_d + \sum_{k=1}^{\infty} \psi_{d6k} \cos(6k\theta_r) \quad (57)$$

$$\psi_q = L_q i_q + \sum_{k=1}^{\infty} \psi_{q6k} \sin(6k\theta_r) \quad (58)$$

jossa  $\psi_{d6k}$  on d-akselin käämivuon järjestysluvultaan  $6k$  olevan harmonisen amplitudi,  $\psi_{q6k}$  on q-akselin käämivuon järjestysluvultaan  $6k$  olevan harmonisen amplitudi ja  $k = 1, 2, 3, \dots$

## 5 Kestomagneettitahtikoneen säätö

### 5.1 Kestomagneettitahtikoneen yksinkertainen säätö

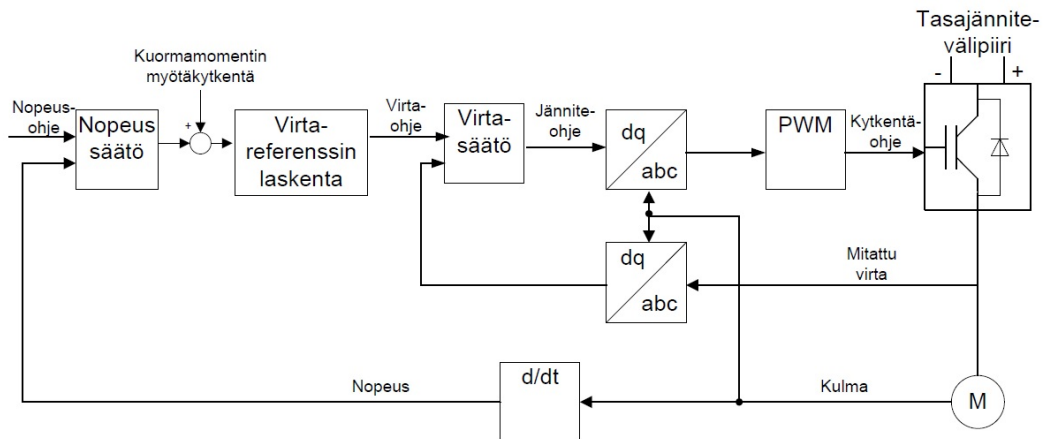
Kestomagneettitahtikoneen säätö perustuu koneen yleisiin yhtälöihin (17-21). Yleensä oletetaan, että magneettiakselin paikka eli roottorikulma on tunnettu tarkasti, joten kulma täytyy mitata tai estimoida. Yleensä momentti pintamagneettikoneen tapauksessa ei riipu d-akselin virrasta, koska d- ja q-akselin induktanssit ovat samansuuruiset. Tällöin d-akselin virta pyritään ohjaamaan nolllaksi. Kun lisäksi kulma tunnetaan voidaan vääntömomenttia ohjata q-akselin virralla

$$T_e = \frac{3}{2} p i_q \psi_{PM}$$

Kestomagneettikoneen momentin ohjaus perustuu tähän samaan momenttiyhtälöön [30]. Kuvassa 6 on esitetty pintamagneettikoneen säätöperiaate. Nopeussäätölohkossa muodostetaan vääntömomentin ohjearvo johon summataan mahdollisen hissin kuorman muutoksen aiheuttama momentin lisäys. Vääntömomentin ohjearvoa prosessoidaan laskentalohkossa, jotta saadaan q-akselin virtaohje. D-akselin virtaohjeeksi asetetaan nolla. Tämän jälkeen käytetään virran ohjearvoa ja mitattua arvoa jänniteohjeen muodostamiseksi. Jänniteohje muutetaan takaisin vaihesuureiksi ja syötetään pulssinleveysmodulaattorille. Modulaattori muodostaa kytkentälogiikan invertterille, joka tekee tarvittavan jännitteen staattorikäimitykselle. Edelleen mitataan virtoja ja pyörimisnopeutta uusien ohjearvojen muodostamisessa. Tätä silmukkaa käydään läpi suurella taajuudella ohjattaessa hissiä.

#### 5.1.1 PI-säätimen viritys ja antiwindup

Valtaosa teollisuuden prosessin ohjauksista on toteutettu PI-säätimellä. Säädin koostuu vahvistusosasta P ja integrointiosasta I. Jos säädin muokkaa ainoastaan erosuu-



Kuva 6: Kestomagneettitahtimoottorin vektorisäädön periaatteellinen lohkokkaavio hissikäytössä.

retta, säädintä kutsutaan yhden vapausasteen säätimeksi. Laplace-tasossa yhden vapausasteen PI-säädin on

$$F_c(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (59)$$

jossa  $k_p$  on vahvistuksen kerroin ja  $k_i$  integrointiosan kerroin. Teollisuuden sovelluksissa tavallisesti säädin on viritetty kokeilemalla, mutta on myös parempia menetelmiä mikäli moottorin parametrit tunnetaan riittävällä tarkkuudella [30]. Eräs tapa on IMC-menetelmä (internal model control). Tässä menetelmässä määritellään ensiksi suljetun silmukan nousuaika  $t_{rc}$  10 %:n ja 90 %:n pysyvän tilan arvosta sekä säätimen suljetun silmukan ideaalinen siirtofunktio [30]

$$G_{cc}(s) = \frac{\alpha_c}{s + \alpha_c} \quad (60)$$

jossa  $\alpha_c$  on suljetun silmukan kaistanleveys. Lisäksi tiedetään, että nousuaika toteuttaa yhtälön  $t_{rc} = T_c \ln(9) = \ln(9)/\alpha_c$ .  $T_c$  on suljetun silmukan aikavakio. Jos oletetaan, että säädettävän laitteen siirtofunktio on  $G_L$  ja asetetaan koko järjestelmän suljetun silmukan siirtofunktio yhtäsuureksi (60):n kanssa niin saadaan [30]

$$\frac{F_c(s)G_L(s)}{1 + F_c(s)G_L(s)} = \frac{\alpha_c}{s + \alpha_c} \quad (61)$$

josta saadaan lopulta

$$F_c(s) = G_L(s)^{-1} \frac{\alpha_c}{s} = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (62)$$

Tästä viimeisestä ehdosta saadaan säätimen parametrit  $k_p$  ja  $k_i$ . Tämän yhden vapausasteen säätimen huono puoli on kuormahäiriön ajalliset vaihtelut.

Mikäli kuormahäiriö ei ole vakio, tämän säädintyyppin vasteeseen jää pysyvää poikkeamaa, mikä ei ole toivottavaa. Tätä voidaan kuitenkin vaimentaa tekemällä kahden vapausasteen säädin. Kahden vapausasteen säätimessä säädin operoi erosuureen lisäksi myös systeemin ulostuloa sisäisen takaisinkytkennän kautta. Tätä kutsutaan aktiiviseksi vaimennukseksi. Aktiivisessa vaimennuksessa tuodaan suoraan säätimen lähtöön prosessin ulostulo kerrottuna vaimennuksella  $R_a$ . Tällöin laitteen siirtofunktio saa muodon [30]

$$G'_L(s) = \frac{G_L(s)}{1 + R_a G_L(s)} \quad (63)$$

Ja säätimen parametrit määritetään samaan tapaan kuin aiemmin

$$F_c(s) = G'_L(s)^{-1} \frac{\alpha_c}{s} = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (64)$$

Aktiiviselle vaimennukselle kannattaa valita arvo siten että sisäinen silmukka on yhtä nopea kuin ulkoinenkin [30].

Koska toimilaitteen lähtö on usein rajoitettu, saavutaan tilanteeseen, jossa säätäjän ulostuloon ei saada haluttua arvoa. Tällöin säätäjän ulostulo kyllästyy ja erosuureen integraali voi saavuttaa suuria arvoja ennenkuin lähtee pieneneään. Koska integraali ei voi pienentyä kuin negatiivisen erosuureen avulla, niin tämä aiheuttaa prosessin oloarvon huomattavaa ylitystä ohjearvosta [44]. Tätä ilmiötä kutsutaan nimellä integraattorin keriytyminen (windup). Ilmiö voidaan kompensoida pois lisäämällä säätösilmukkaan uusi muuttuja. Tällöin säätäjässä ei integroida ainoastaan oloarvon ja ohjearvon erotusta vaan myös säätäjän lähtöarvon ja saturoituneen arvon erotusta vahvistettuna jollain kertoimella, esimerkiksi  $1/k_p$  [30].

### 5.1.2 Nopeussäätö

Tarkastellaan seuraavaksi yksinkertaista nopeussäätölohkoa. Nopeussäätölohko koostuu PI-säätäjistä ja aktiivisesta vaimennuksesta. Suurin vaikutus säädön toimintaan on säätäjän parametreilla  $k_{in}$ ,  $k_{pn}$ ,  $R_b$ , jossa  $R_b$  on nopeussäädön aktiivisen vaimennuksen parametri. Alaindeksi  $n$  kuvaa nopeussäätöä. Usein parametrit valitaan koikeellisesti, mutta on myös analyyttisiä menetelmiä. Viritetään seuraavaksi nopeussäätö aiemmin esitetyllä IMC-menetelmällä. Tämä voidaan tehdä, koska mekaaninen aikavakio on paljon suurempi kuin sähköinen aikavakio [30]. Käytännössä tosin hissin nopeussäätäjä on viritetty vieläkin hitaammaksi momenttiohjeen kohinan minimoimiseksi. Nopeussäätöä tarkasteltaessa järjestelmän mekaaninen dynamiikka voidaan esittää yhtälöllä

$$\frac{J_{tot}}{p} \frac{d\omega_r}{dt} + \frac{b}{p} \omega_r = T_e - T_L \quad (65)$$

Laplace muuntamalla pyörimisnopeudeksi saadaan.

$$\omega_r(s) = p \frac{T_e(s) - T_L(s)}{sJ_{tot} + b} \quad (66)$$

Nopeussäätöä viritettäessä muodostetaan siirtofunktio momentista nopeuteen

$$G_m(s) = \frac{p}{sJ_{tot} + b} \quad (67)$$

Käytetään nyt IMC-menetelmää niin saadaan

$$F_c(s) = \frac{\alpha_c}{sG'_m(s)} = k_p + \frac{k_i}{s} = \alpha_c \frac{J_{tot}}{p} + \frac{\alpha_c}{s} \left( R_b + \frac{b}{p} \right) \quad (68)$$

jossa  $G'_m(s) = \frac{p}{sJ_{tot} + b + R_b}$ . Kaistanleveydeksi sekä aktiiviseksi vaimennukseksi saadaan

$$\alpha_c = p \frac{\frac{b}{p} + R_b}{J_{tot}} \quad \rightarrow \quad R_b = \frac{\alpha_c J_{tot}}{p} - \frac{b}{p} \quad (69)$$

Lopullisiksi nopeussäätäjän parametreiksi saadaan

$$k_{pn} = \alpha_c \frac{J_{tot}}{p} \quad (70)$$

$$k_{in} = \alpha_c^2 \frac{J_{tot}}{p} \quad (71)$$

### 5.1.3 Kolmivaiheinen virtasäätö roottorikoordinaatistossa

Yksi yksinkertaisimmista kolmivaiheisista virtasäätömenetelmistä on PI-säätö roottorikoordinaatistossa. Kolmivaiheinen virtasäätö kannattaa tehdä roottorikoordinaatistossa, koska siellä virta on pysyvässä tilassa vakio. Virtasäädön suunnittelu roottorikoordinaatistossa lähtee liikkeelle yhtälöistä (17-20). Sijoittamalla käämi-voiden yhtälöt (19) ja (20) jänniteyhtälöihin (17) ja (18) saadaan matriisiyhtälöksi

$$\begin{bmatrix} L_d \frac{di_d}{dt} \\ L_q \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \psi_{PM} \end{bmatrix} \quad (72)$$

Matriisiyhtälöstä nähdään helposti että yhtälöt riippuvat toisistaan, koska virtojen kerroinmatriisi ei ole diagonaalinen. Tehdään yhtälöt toisistaan riippumattomiksi tuomalla uusi jännitevektori  $\mathbf{u}'$  joka sisältää myös aktiivisen vaimennuksen

$$\mathbf{u}' = \begin{bmatrix} u'_d \\ u'_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_{ad} & \omega_r L_q \\ -\omega_r L_d & R_{aq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (73)$$

Yhdistämällä (73) ja (72) saadaan

$$\begin{bmatrix} L_d \frac{di_d}{dt} \\ L_q \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u'_d \\ u'_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s + R_{ad} & 0 \\ 0 & R_s + R_{aq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \psi_{PM} \end{bmatrix} \quad (74)$$

Yhtälöiden ristiinkytkeä on poistettu muokkaamalla matriisi diagonaalimatriisiksi. Nyt virtasäätö voidaan tehdä d- ja q-akselille erikseen kuten aiemminkin nopeussäädön kanssa. Näin saadaan

$$\frac{I_d(s)}{U'_d(s)} = \frac{1}{sL_d + R_s + R_{ad}} = G'_d(s) \quad (75)$$

$$\frac{I_q(s)}{U'_q(s)} = \frac{1}{sL_q + R_s + R_{aq}} = G'_q(s) \quad (76)$$

Virtasäädön viritys voidaan nyt tehdä kuten aiemminkin

$$F_{cd}(s) = k_{pd} + \frac{k_{id}}{s} = \frac{\alpha_c}{sG'_d(s)} = \alpha_c L_d + \frac{\alpha_c(R_{ad} + R_s)}{s} \quad (77)$$

$$F_{cq}(s) = k_{pq} + \frac{k_{iq}}{s} = \frac{\alpha_c}{sG'_q(s)} = \alpha_c L_q + \frac{\alpha_c(R_{aq} + R_s)}{s} \quad (78)$$

joista saadaan parametreiksi

$$k_{pd} = \alpha_c L_d \quad (79)$$

$$k_{pq} = \alpha_c L_q \quad (80)$$

$$k_{id} = \alpha_c^2 L_d \quad (81)$$

$$k_{iq} = \alpha_c^2 L_q \quad (82)$$

$$R_{ad} = \alpha_c L_d - R_s \quad (83)$$

$$R_{aq} = \alpha_c L_q - R_s \quad (84)$$

## 5.2 Edistyneempi virtasäätö ja kestopagneettivuon estimointi

### 5.2.1 Staattorin käämivuon yliaaltojen estimointi

Kestomagneettivuon yliaaltojen estimointi tässä työssä perustuu differentiaaliyhtälön numeeriseen ratkaisumenetelmään. Numeeristen ratkaisumenetelmien etuna on approksimatiivisen ratkaisun löytyminen, vaikka analyttistä ratkaisua ei olisi löydettykään [59]. Yksinkertaisimmillaan differentiaaliyhtälön ratkaiseminen numeerisesti tarkoittaa sitä, että derivaatta korvataan differenssillä. Differenssi voidaan muodostaa esimerkiksi Taylorin sarjasta

$$x(t + T_s) = x(t) + T_s x'(t) + \frac{1}{2!} T_s^2 x''(\xi) \quad (85)$$

jossa  $T_s$  on askelväli ja  $\frac{1}{2!} T_s^2 x''(\xi)$  on katkaisuvirhe, jossa  $\xi \in (t, t + T_s)$ . Ratkaisemalla derivaatta ja jättämällä katkaisuvirhe huomiotta saadaan

$$x'(t) = (x(t + T_s) - x(t)) \frac{1}{T_s} \quad (86)$$

Jos merkitään  $x'(t) = f(t, x(t))$  ja merkitään suureita diskreetteinä ajanhetkinä  $t = t^n$ ,  $x(t^n) = x^n$  ja  $f(t^n, x^n) = f^n$  yhtälöstä (86) saadaan

$$f^n = \frac{x^{n+1} - x^n}{T_s} \quad (87)$$

Ratkaisemalla  $x^{n+1}$  saadaan

$$x^{n+1} = x^n + T_s f^n \quad (88)$$

Yhtälöä (87) kutsutaan Eulerin menetelmäksi. Eulerin menetelmän lisäksi on myös monia muita menetelmiä kuten Runge-Kutta- menetelmät, implisiittinen Euler, trapsimenetelmä ja Simpsonin menetelmä. Tutustutaan tässä välissä diskretoitavaan käämivoiden differentiaaliyhtälöryhmään

$$\frac{d\psi_d}{dt} = u_d - R_s i_d + \omega_r \psi_q \quad (89)$$

$$\frac{d\psi_q}{dt} = u_q - R_s i_q - \omega_r \psi_d \quad (90)$$



Askelvälin ollessa pitkä, ratkaistaessa käämivoiden differentiaaliyhtälösystemi Eulerin menetelmällä, järjestelmä voi muuttua epästabiiliksi. Implisiittinen Eulerin menetelmä on yksi stabiilimpi tapa ratkaista tämä differentiaaliyhtälö. Toinen tapa ratkaista, joka on samankaltainen kuin edelliset Eulerin menetelmät, löytyy Hamiltonin yhtälöistä sekä symplektisestä Eulerin menetelmästä. Voidaan osoittaa, että yhtälölle (89) ja (90) saadaan käämivoiden suhteen Hamiltonin yhtälöt ja Hamiltonin funktio  $H$

$$\frac{d\psi_d}{dt} = -\frac{\partial H}{\partial \psi_q} \quad (91)$$

$$\frac{d\psi_q}{dt} = \frac{\partial H}{\partial \psi_d} \quad (92)$$

$$H(\psi_d, \psi_q) = \psi_d a_q - \omega_r \frac{\psi_d^2}{2} - a_d \psi_q - \omega_r \frac{\psi_q^2}{2} \quad (93)$$

jossa  $a_d = u_d - R_s i_d$  ja  $a_q = u_q - R_s i_q$ . Hamiltonin funktio, joka on eräänlainen energiefunktio toteuttaa yhtälön [59]

$$\frac{d}{dt} H(\psi_d, \psi_q) = 0 \quad (94)$$

Symplektinen Eulerin menetelmä on eräs yksinkertaisimmista Hamiltonin järjestelmän ratkaisijoista. Symplektinen Eulerin menetelmä yhdistää implisiittisen ja normaalin Eulerin menetelmän siten että d-akselin muuttujat päivitetään implisiittisesti ja q-akselin muuttujat eksplisiittisesti

$$\psi_d^{n+1} = \psi_d^n - T_s \frac{\partial H}{\partial \psi_q}(\psi_d^{n+1}, \psi_q^n) \quad (95)$$

$$\psi_q^{n+1} = \psi_q^n + T_s \frac{\partial H}{\partial \psi_d}(\psi_d^{n+1}, \psi_q^n) \quad (96)$$

Lopulliseksi käämivuon estimoinniksi saadaan

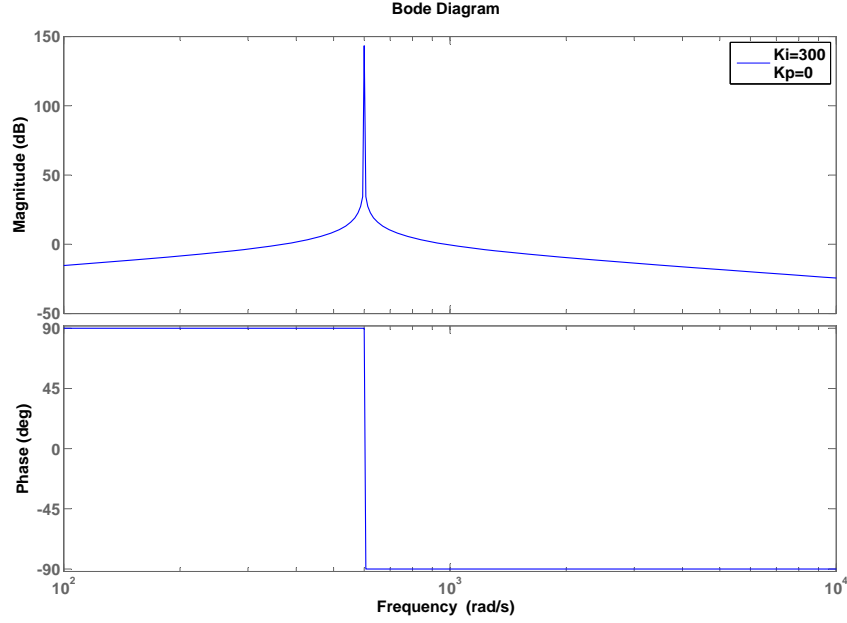
$$\psi_d^{n+1} = \psi_d^n + T_s (u_d^{n+1} - R_s i_d^{n+1} + \omega_r^n \psi_q^n) \quad (97)$$

$$\psi_q^{n+1} = \psi_q^n + T_s (u_q^n - R_s i_q^n - \omega_r^{n+1} \psi_d^{n+1}) \quad (98)$$

### 5.2.2 PR-säädin

PR-säädin (Proportional Resonant Controller) on positiiviseen- ja negatiiviseen tahtikoordinaatistoon kytkettyjen PI-säädinten ekvivalentti vastine paikallaan pysyvässä koordinaatistossa [60]. Tahtikoordinaatistossa olevan PI-säätimen  $dq^+$  muuttaminen paikallaan pysyvään koordinaatistoon eli  $\alpha\beta$ -koordinaatistoon saadaan taajuussiirron  $s \rightarrow s - jh\omega_r$  avulla [61]

$$G_{PI}^+(s) = k_{ph} + \frac{k_{ih}}{s - jh\omega_r} \quad (99)$$



Kuva 7: Esimerkki ideaalisen PR-säätimen (101) taajuusvasteesta kun  $2k_{ih} = 300$ ,  $2k_{ph} = 0$  ja  $h\omega_r = 600$  rad/s.

jossa  $k_{ph}$  on PR-säätimen harmonisen  $h\omega_r$  vahvistusosa ja  $k_{ih}$  PR-säätimen integrointiosa. Negatiivisessa tahtikoordinaatistossa olevan PI-säätimen muuttaminen paikallaan pysyvään koordinaatistoon eli  $\alpha\beta$ -koordinaatistoon saadaan taajuussiirron  $s \rightarrow s + jh\omega_r$  avulla

$$G_{PI}^-(s) = k_{ph} + \frac{k_{ih}}{s + jh\omega_r} \quad (100)$$

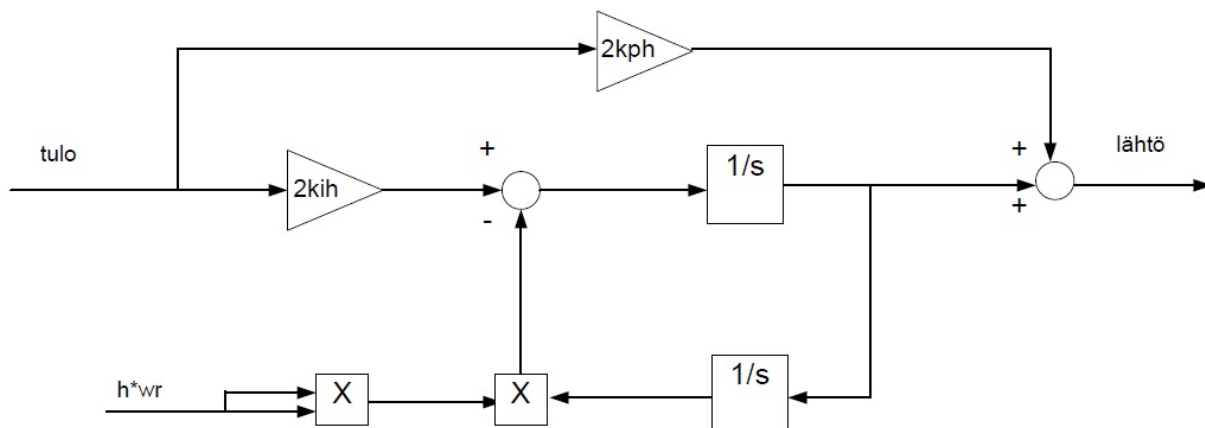
Summaamalla (99) ja (100) saadaan ideaalisen PR-säätimen siirtofunktio

$$G_{PR}(s) = G_{PI}^+(s) + G_{PI}^-(s) = 2k_{ph} + \frac{2k_{ih}s}{s^2 + (h\omega_r)^2} \quad (101)$$

PI-säädinhän tahtikoordinaatistossa antaa teoriassa äärettömän vahvistuksen muuttumattomille suureille. PR-säädin sen sijaan antaa äärettömän vahvistuksen taajuuksille  $\pm h\omega_r$ . Kuvassa 7 on esitetty ideaalisen PR-säätimen taajuusvaste. Epäideaalisen PR-säätimen siirtofunktio on muotoa [60]

$$G_{PRnonid}(s) = 2k_{ph} + \frac{2k_{ih}\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + (h\omega_r)^2} \quad (102)$$

jossa  $\omega_c$  on PR-säätimen kaistanleveys ja  $h\omega_r$  on resonanssitaajuus. Valitsemalla kaistanleveys pieneksi säädin pystyy paremmin kompensoimaan yksittäisiä harmonisia, mutta vasteaika hidastuu. Valitsemalla kaistanleveys suureksi säätimen vaste saadaan nopeaksi, mutta tällöin säädin yrittää säätää myös muita taajuuksia kaistanleveyden sisältä. Epäideaalisen PR-säätimen vahvistus resonanssitaajuudella on



Kuva 8: PR-säätimen toteuttaminen kahdella integraattorilla.

kääntäen verrannollinen kaistanleveyteen  $\omega_c$ , joten säätimen luontainen etu eli ääretön vahvistus resonanssitaajuudella menetetään [62]. Tästä syystä tulisi aina valita ideaalinen PR-säädin, mikäli se on toteutettavissa.

PR-säädin voidaan toteuttaa kahdella integraattorilla (kuva 8) [60, 61]. Yhtälöstä (101) nähdään, että P-osan vahvistus vaikuttaa kaikkiin taajuuksiin yhtäaikaisesti, joten kun kytketään PR-säätimiä rinnan, voidaan käyttää yhtä P-osaa. Lisäksi rinnankytkennällä voidaan säätää useita harmonisia virtoja yhtä aikaa. Tällöin saadaan

$$G_h(s) = 2k_{ph} \sum_{h=1,2,3,\dots}^N \frac{2k_{ih}s}{s^2 + (h\omega_r)^2} \quad (103)$$

jossa  $h$  on kokonaisluku ja  $h\omega_r$  on taajuus jota halutaan säätää. Mikäli kuormana on kela, PR-säädin voidaan virittää Bode-diagrammien avulla noudattaen seuraavia periaatteita [61, 63].

- Säädön vahvistusosa  $k_p$  määrittää 0 dB -rajataajuuden
- Integrointiosa kasvattaa resonanssiipiikin leveyttä, jolloin säätimen kyky säätää tiettyä taajuutta laskee, mutta toisaalta säädin sietää paremmin taajuuden heilahtelua ja vaste on nopeampi
- Stabiilisuuden varmistamiseksi parametrit tulisi virittää siten että resonanssitaajuudet pysyvät 0 dB -rajataajuuden alapuolella

### 5.2.3 PR-säätimen diskretointi

Jatkuva-aikaisen PR-säätimen implementointi digitaalisessa ympäristössä ei ole niin yksinkertaista kuin voisi kuvitella. Jatkuva-aikaisen integroinnin diskreetillä vastineella on suuri vaikutus PR-säätimen suorituskykyyn. Kuten kuvasta 7 nähdään,

PR-säätimet ovat erityisen herkkiä säätimen taajuusvirheille. Pieni poikkeama säätimen navoissa poistaa lähes kokonaan suuren vahvistuksen järjestelmän resonanssitaajuudella. Tästä syystä ne ovat erityisen herkkiä diskreetointiprosessille [61]. Suurin osa diskreetointimenetelmistä toimii kohtuullisesti perustaajuudella ja pienen kertaluvun harmonisilla. Kuitenkin eräät menetelmistä eivät ole kovin hyviä korkeamman kertaluvun harmonisten seuraamiseen joita on sähkökäyttöjen sovelluksissa [61].

Esimerkiksi hyvä vaihtoehto voisi olla implisiittinen Eulerin menetelmä sen yksinkertaisuuden ja stabiilisuuden vuoksi. Jotta ideaalinen vahvistus saataisiin aikaan, diskreetin PR-säätimen navat tulisi olla yksikköympyrän kehällä. Diskretoitaessa molemmat integraattorit implisiittisellä Eulerin menetelmällä ideaalisesta PR-säätimestä tulee epäideaalinen. Itse diskreetointimenetelmä tässä tapauksessa tuo mukanaan vaimennuksen. Tästä syystä molempia Eulerin menetelmiä tulisi välttää diskretoitaessa PR-säädintä [61]. Tämä ilmiö voidaan kuitenkin ehkäistä suhteellisen yksinkertaisesti. Diskretoimalla suora integraattori Eulerin menetelmällä ja takaisinkytkennän integraattori implisiittisellä Eulerin menetelmällä sekä tuomalla mukaan taajuuskorjaus voidaan säätimen resonanssitaajuutta tarkentaa. Diskretoimalla tällä tavalla saadaan diskreetiksi PR-säätimeksi

$$G_{PR}(z) = 2k_{ph} + 2k_{ih}T_s \frac{z^{-1} - z^{-2}}{1 - 2z^{-1}(1 - (h\omega_r T_s)^2/2) + z^{-2}} \quad (104)$$

jossa  $T_s$  on näyteväli. Tämän diskreetoinnin huono puoli on säätimen resonanssitaajuuden poikkeama verrattuna alkuperäiseen jatkuva-aikaiseen säätimeen. Diskreetin säätimen resonanssitaajuuden poikkeamaa voidaan kuitenkin kompensoida taajuuskorjauksella. Taajuuskorjaus perustuu tarkan navan approksimoimiseen Taylorin sarjalla [61]. Tiedetään, että PR-säätimellä on navat  $s = \pm jh\omega_r$ , joten  $z$ -avaruudessa navat ovat  $z = e^{\pm jh\omega_r T_s}$ . Soveltamalla tätä tietoa saadaan tarkaksi diskreetiksi PR-säätimen nimittäjäksi

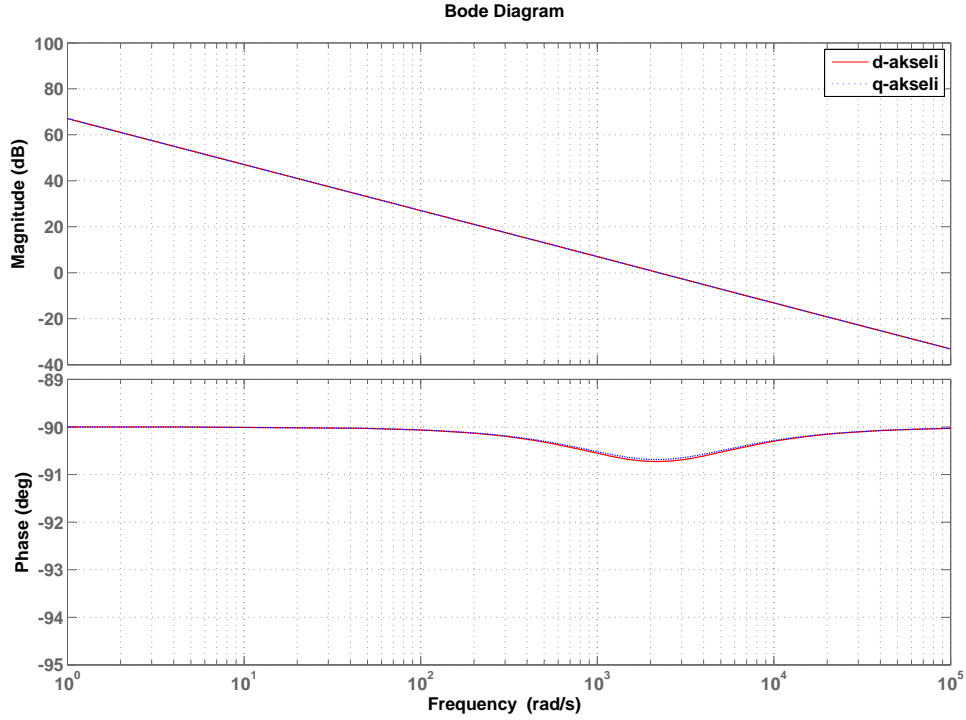
$$D(z) = 1 - 2z^{-1} \cos(h\omega_r T_s) + z^{-2} \quad (105)$$

Tässä tapauksessa halutaan laskennallisesti tehokas ratkaisu, joten kosinifunktion käyttöä pyritään välttämään. Käyttämällä tälle nimittäjän kosinitermille Taylorin sarjakehitelmää ja ottamalla mukaan vain muutama termi saadaan

$$D(z) = 1 - 2z^{-1} \left( 1 - \frac{(h\omega_r T_s)^2}{2} + \frac{(h\omega_r T_s)^4}{24} - \frac{(h\omega_r T_s)^6}{720} \right) + z^{-2} \quad (106)$$

Käyttämällä tätä diskreetin PR-säätimen uutena nimittäjänä voidaan parantaa napojen kuvautumisen tarkkuutta. Tällä tavalla diskreetin PR-säätimen vahvistus resonanssitaajuudella kasvaa, koska jatkuva-aikaisen säätimen ja diskreettiaikaisen säätimen navat vastaavat paremmin toisiaan. Lopulliseksi diskreetiksi PR-säätimeksi saadaan

$$G_{PR}(z) = 2k_{ph} + 2k_{ih}T_s \frac{z^{-1} - z^{-2}}{1 - 2z^{-1} \left( 1 - \frac{(h\omega_r T_s)^2}{2} + \frac{(h\omega_r T_s)^4}{24} - \frac{(h\omega_r T_s)^6}{720} \right) + z^{-2}} \quad (107)$$



Kuva 9: PI-säätimen avoimen silmukan Bode-diagrammit d- ja q-akselille.

### 5.3 Harmonisten virtojen säätö yhdistetyllä PI- ja PR-säätimellä

Harmonisia virtoja voidaan säätää PR-säätimellä. Olkoon pysyvä koordinaatisto harmoniselle säätimelle tahtikoordinaatisto. Siellähän yliaallot ovat kuuden kerrannaisia positiiviseen ja negatiiviseen suuntaan. PI-säätö on jo viritetty kohdan 5.1.3 mukaan. PR-säätimellä voidaan säätää myötä- ja vastakomponentteja yhtäaikaan. Muodostetaan aluksi d- ja q-akselin virtasäädön avoimen silmukan siirtofunktio olemassa olevasta järjestelmästä

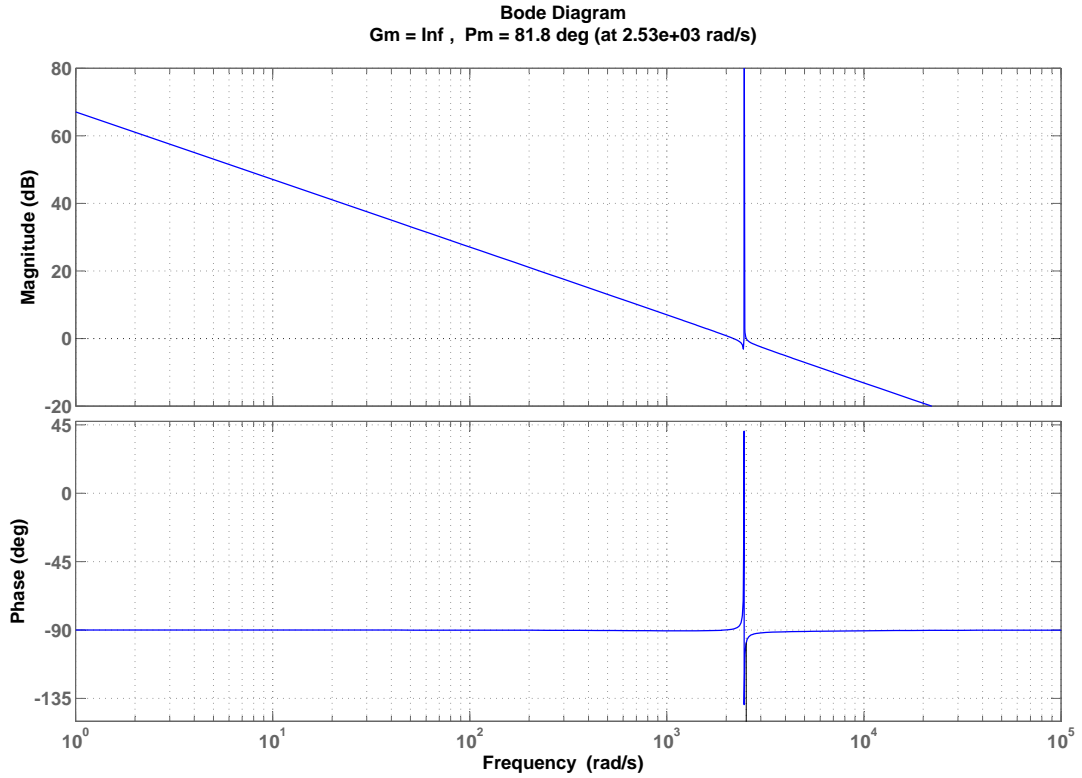
$$G_{OLPI_d}(s) = \left( k_{pd} + \frac{k_{id}}{s} \right) \frac{1}{sL_d + R_s + R_{ad}} \quad (108)$$

$$G_{OLPI_q}(s) = \left( k_{pq} + \frac{k_{iq}}{s} \right) \frac{1}{sL_q + R_s + R_{aq}} \quad (109)$$

Kuvassa 9 on esitetty d- ja q-akselin virtasäädön avoimen silmukan Bode-diagrammit. Kuvasta nähdään, että molempien akselien PI-säätö on hyvin samanlainen. Tässä tapauksessa virran kuuden kerrannainen harmoninen kulmataajuus saadaan taulukkoa 2 käyttäen

$$\omega_{r6} = 62\pi f_s = 2469,3 \frac{rad}{s} \quad (110)$$

Saadun arvon ja kuvan 9 perusteella nähdään, että arvo on lähellä 0 dB -rajataajuutta. Mikäli PI-säätöön yhdistää kuudennelle virran harmoniselle säädetyin PR-säätimen



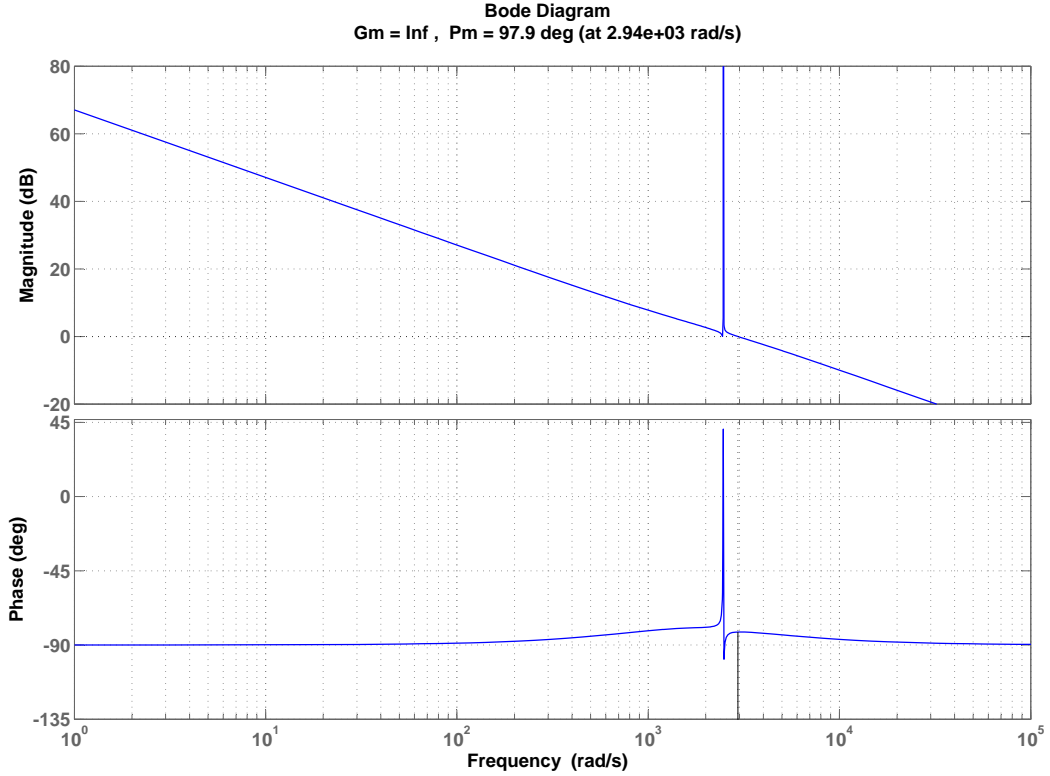
Kuva 10: D-akselin virtasäädön avoimen silmukan Bode-diagrammi kun PR-säädin on lisätty resonanssitaajuudelle  $6\omega_r$  ja  $2k_{p6d} = 0$  ja  $2k_{i6d} = 1000$ .

saadaan

$$G_{OLPIPRd}(s) = \left( k_{pd} + \frac{k_{id}}{s} + 2k_{p6d} + \frac{2k_{i6d}s}{s^2 + (6\omega_r)^2} \right) \frac{1}{sL_d + R_s + R_{ad}} \quad (111)$$

$$G_{OLPIPRq}(s) = \left( k_{pq} + \frac{k_{iq}}{s} + 2k_{p6q} + \frac{2k_{i6q}s}{s^2 + (6\omega_r)^2} \right) \frac{1}{sL_q + R_s + R_{aq}} \quad (112)$$

jossa  $k_{p6d}$  on d-akselin PR-säätimen vahvistus,  $k_{p6q}$  on q-akselin PR-säätimen vahvistus,  $k_{i6d}$  on d-akselin PR-säätimen integrointikerroin ja  $k_{i6q}$  on q-akselin PR-säätimen integrointikerroin. Yhdistetyn säätimen yhtälöistä nähdään, että PR-säätimen vahvistus  $k_{p6d}$  vaikuttaa samalla tavalla kuin PI-säätimenkin. Kuvassa 10 on esitetty yhtälön (111) Bode-diagrammi, jolla integrointikerroin  $2k_{i6d}$  on 1000 ja vahvistus  $k_{p6d}$  on nolla. Kuvasta 10 nähdään, että PR-säätimen lisääminen ei vaikuta säädön toimintaan muulloin kuin resonanssitaajuuden lähistöllä. Kasvattamalla vahvistusta  $k_{p6}$  voidaan siirtää rajataajuutta, sekä kasvattaa vaihevaraa. Koska 0 dB-rajataajuus on niin lähellä resonanssitaajuutta, parannetaan stabiilisuutta kasvattamalla PR-säätimen vahvistus  $2k_{p6d} = 15$ . Näin menettelemällä saadaan d-akselin virtasäädön avoimen silmukan Bode-diagrammiksi kuva 11. Koska induktanssit ovat lähes samat d- ja q-akselilla niin samanlaista PR-säädintä käytetään myös q-akselilla. Näitä parametrien arvoja käytetään myös simuloinneissa.



Kuva 11: D-akselin virtasäädön avoimen silmukan Bode-diagrammi kun PR-säädin on lisätty resonanssitaajuudelle  $6\omega_r$  ja  $2k_{p6d} = 15$  ja  $2k_{i6d} = 1000$ .

## 5.4 Ehdotettu kompensointialgoritmi

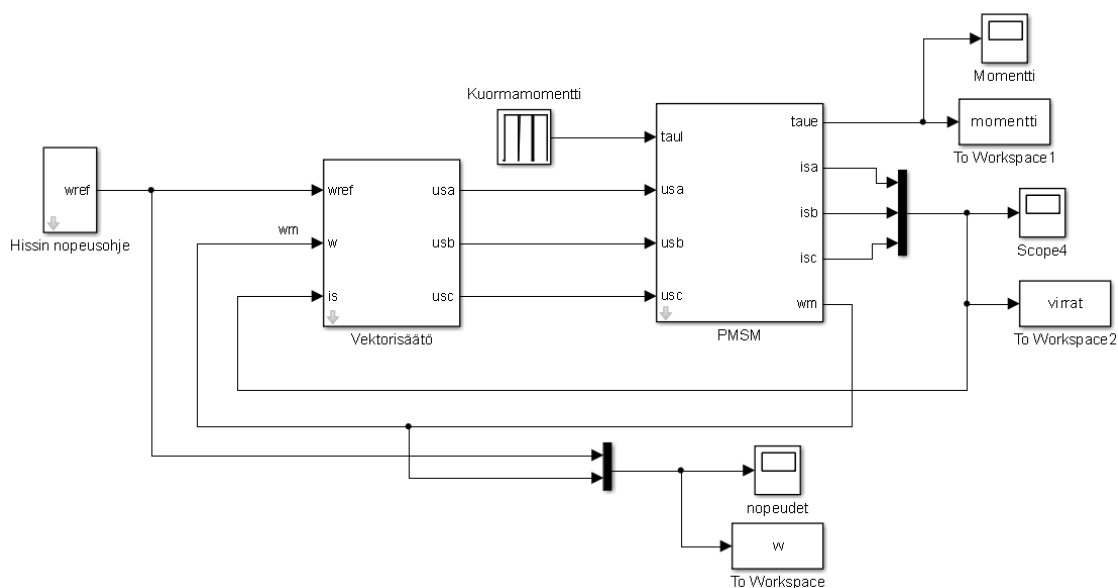
Vääntömomentin värähtelyjen sekä d-akselin virran kuudennen harmonisten ehkäisemiseen ehdotetaan kompensointimenetelmää, joka pitää sisällään diskreetin käämivuon estimaattorin sekä diskreetin PR-säätimen. PR-säädintä kuvataan differenssiyhtälöllä

$$y(k) = 2Ay(k-1) - y(k-2) + 2k_{p6}u(k) - 2(2k_{p6}A - k_{i6}T_s)u(k-1) + 2(k_{p6} - k_{i6}T_s)u(k-2) \quad (113)$$

jossa  $y(k)$  on säätimen ulostulo hetkellä  $k$ ,  $u(k)$  on säätimen sisääntulo hetkellä  $k$  ja  $A = 1 - (6\omega_r T_s)^2/2 + (6\omega_r T_s)^4/24$ . Käämivuon estimaattori diskretoidaan symplektisellä Eulerin menetelmällä. Tällöin estimaattori voidaan esittää differenssiyhtälöryhmällä

$$\psi_d(k) = \psi_d(k-1) + T_s [u_d(k) - R_s i_d(k) + \omega_r(k-1)\psi_q(k-1)] \quad (114)$$

$$\psi_q(k) = \psi_q(k-1) + T_s [u_q(k-1) - R_s i_q(k-1) - \omega_r(k)\psi_d(k)] \quad (115)$$



Kuva 12: Kestomagneettitahtimoottorillisen hissikäytön MATLAB-simulointimalli.

## 5.5 Simulointimalli ilman kompensointia

Simulointimalli ilman kompensointia perustuu kestomagneettitahtikoneen malliin roottorikoordinaatistossa. Simulointimalli ilman kompensointia muodostuu vektorisäätölohkosta, kestomagneettitahtikonelohkosta, nopeusreferenssilohkosta, kuormamomenttilohkosta ja erilaisista mittauksista (kuva 12).

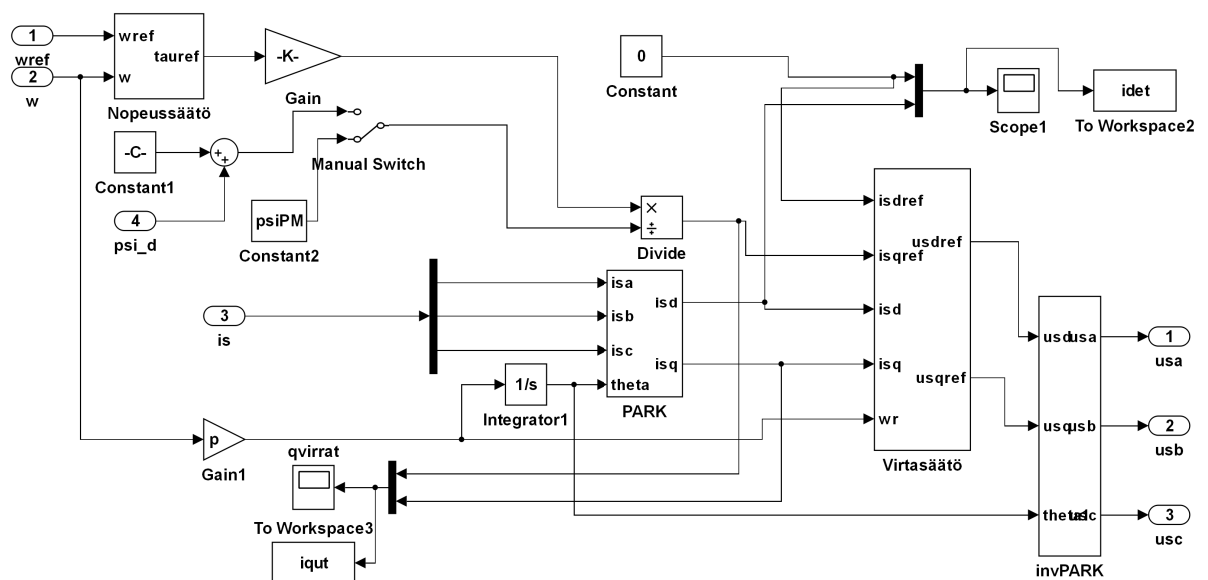
Kestomagneettitahtikoneen parametrit on esitetty taulukossa 2. Moottorin nimellisarvojen lisäksi on käytetty taulukossa 3 esitettyjä arvoja, jotka on laskettu joko nimellisarvoista tai ovat tiedossa olevia arvoja. Vektorisäätölohko muodostuu koordinaatistomuunnoksista, nopeussäätäjistä ja tahtikoordinaatistoon sidotusta PI-säätäjästä. Vektorisäätölohko on esitetty kuvassa 13. Virtasäädön PI-säätäjä on viritetty kohdan 5.1.3 mukaan siten että nousuajaksi on valittu 1 ms. Virtasäädön PI-säätäjä on esitetty kuvassa 14.

Nopeussäädön PI-säätäjä on viritetty kohdan 5.1.2 mukaan siten että nopeussäätäjän kaistanleveys on 5% virtasäädön kaistanleveydestä. Kestomagneettitahtikonelohko muodostuu koordinaatistomuunnoksista ja vuo-, jännite- ja mekaniikkayhtälöistä. Kestomagneettikoneen simulointimalli on tehty roottorikoordinaatistoon, koska avonapaisen pintamagneettikoneen yleisiä yhtälöitä (17-22) voidaan soveltaa suoraan. Kuvassa 15 on esitetty kestomagneettitahtikoneen simulointimalli roottorikoordinaatistossa. Epäideaalinen kestomagneettitahtimoottori luodaan summamalla jaksolliset komponentit kestomagneettivuohon ja q-akselin käämivuohon. Nopeusreferenssilohkossa muodostetaan hissin nopeusohje.



Taulukko 2: Kestomagneettitahtikoneen nimellisarvot.

Suure	Arvo
$R_s$	0,83 $\Omega$
$L_d$	0,0148 H
$L_q$	0,0165 H
$E$	260 V
$U$	305 V
$I$	17 A
$f_s$	65,5 Hz
$n$	196,6 rpm
$P$	7 kW



Kuva 13: Vektorisäätölohko.

## 5.6 Käämivuon estimaattorin jatkuva-aikainen ja diskreetti simulointimalli

Käämivuon estimointi perustuu käämivuon differentiaaliyhtälöihin (89) ja (90). Simulointimalli jatkuva-aikaisesta estimoinnista on esitetty liitteessä D. Diskreetti käämivuon estimointi on toteutettu Matlabin S-funktioilla. Diskreetti estimaattori on

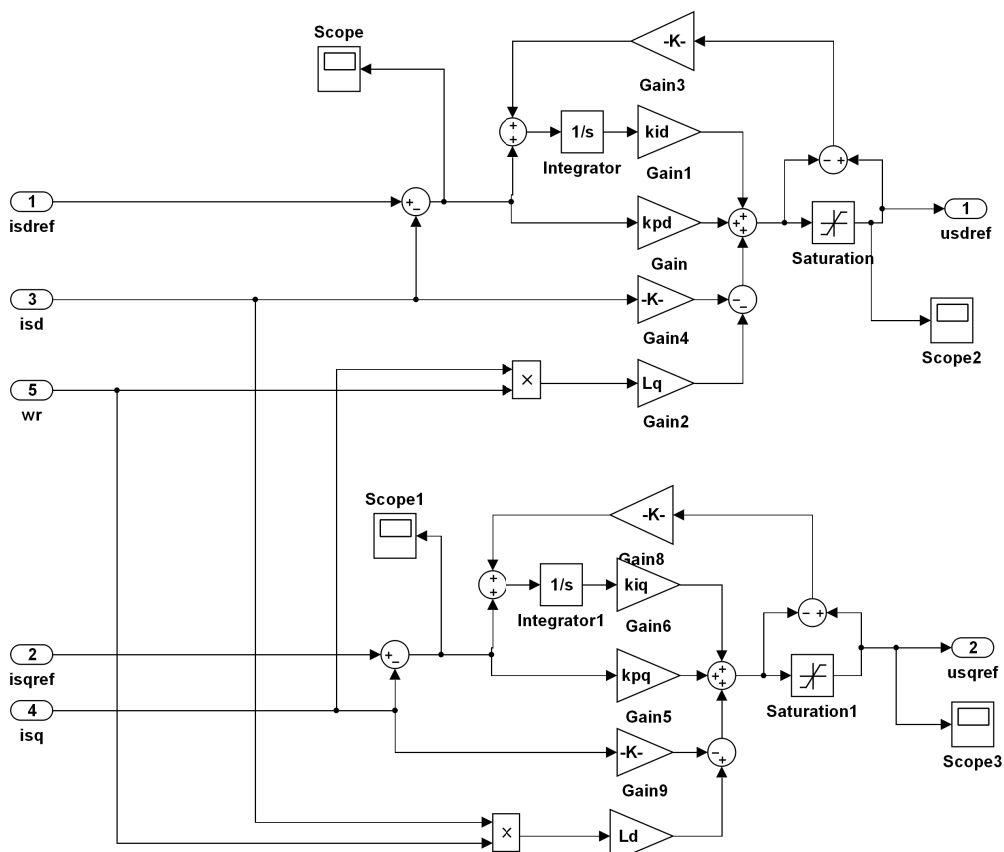
Taulukko 3: Järjestelmän parametrit.

Suure	Arvo
$p$	20
$J_{tot}$	18 kgm <sup>2</sup>
$b$	1,7 kgm <sup>2</sup> /s
$\psi_{PM}$	0,516 Vs

esitetty liitteessä E.

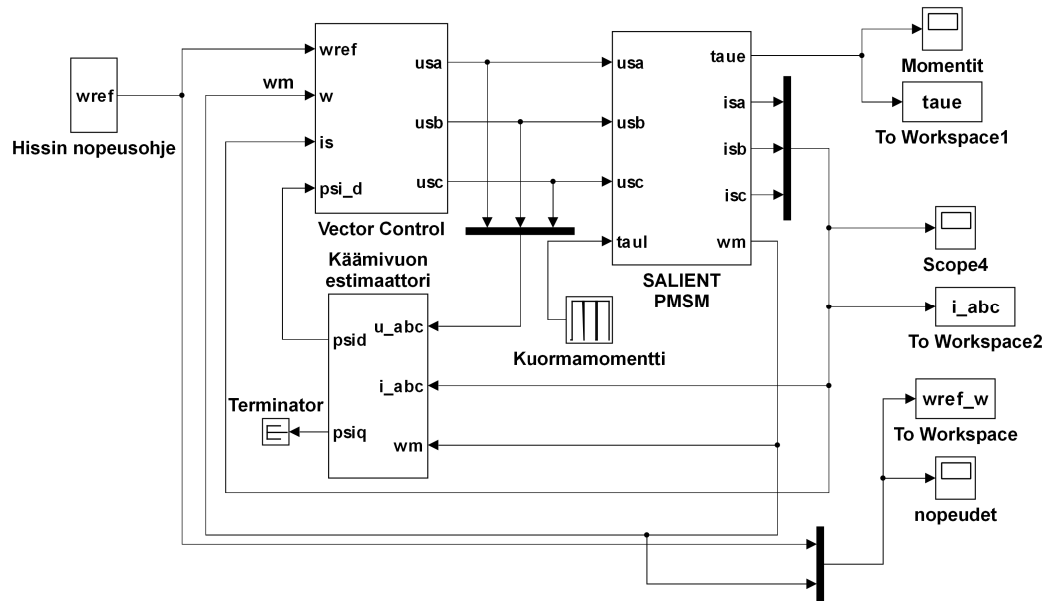
## 5.7 Simulointimalli jatkuva-aikaisella kompensoinnilla

Simulointimalli jossa on momenttiväriähtelyn kompensointi on perusosiltaan samanlainen kuin alkuperäinenkin, mutta siihen on lisätty staattorin käämivuon estimointi ja PR-säätimet d- ja q-akselille. Kuvassa 16 on esitetty ehdotetun kompensointimenetelmän simulointimalli. Staattorin käämivuota estimoidaan aiemmin kohdas-

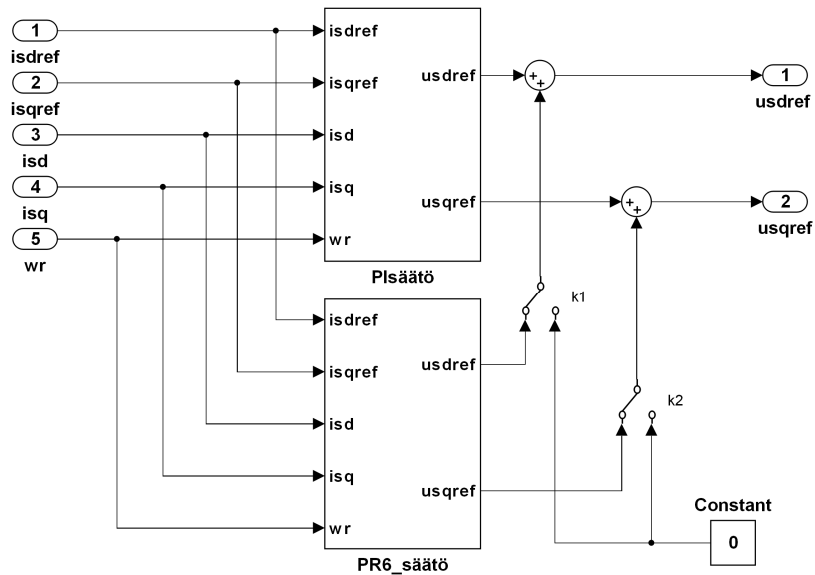


Kuva 14: PI-säädin aktiivisella vaimennuksella ja keriytymisen estolla.

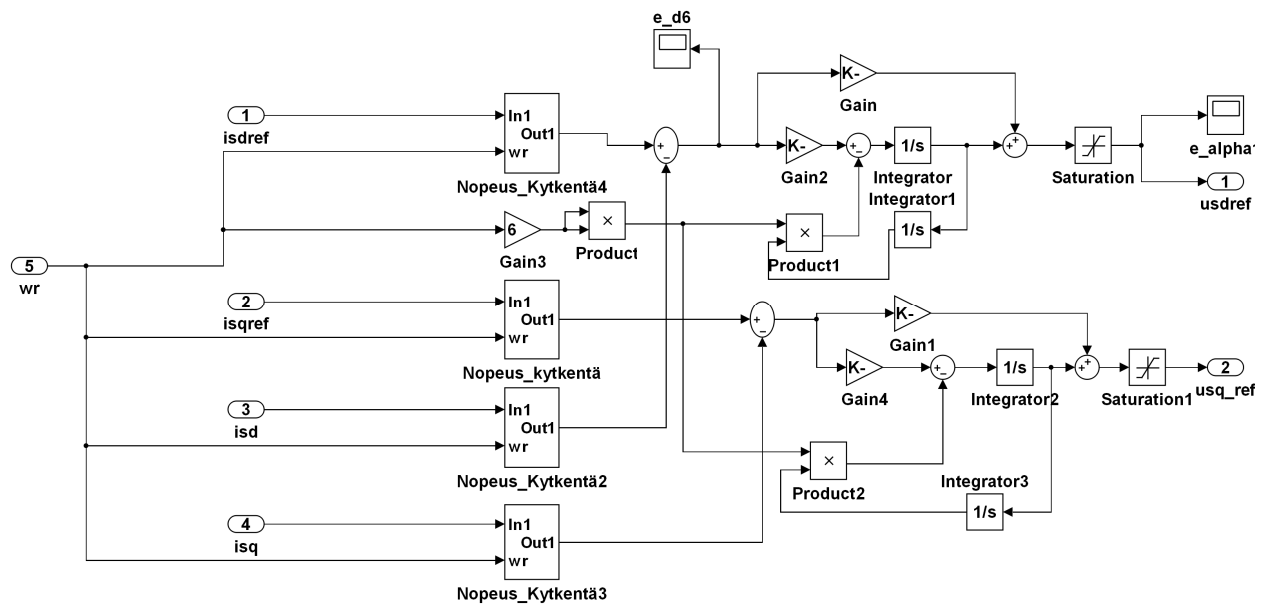




Kuva 16: Simulointimalli johon on lisätty käämivuon estimointi.



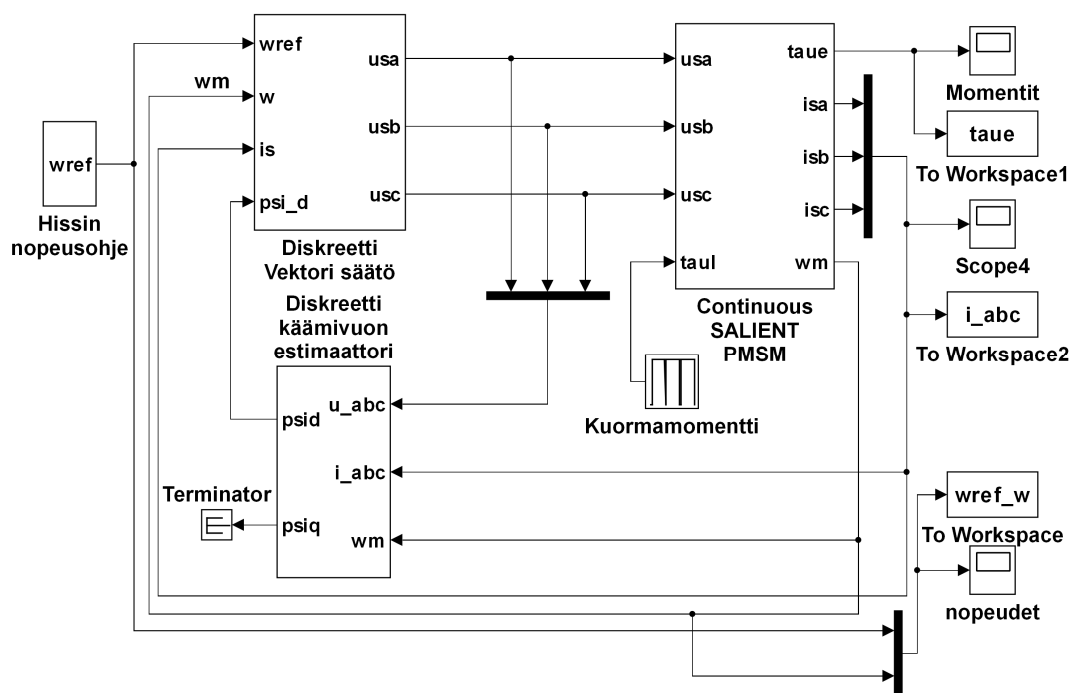
Kuva 17: Alajärjestelmä virtasäädöstä.



Kuva 18: Alajärjestelmä PR-säädin 6.harmoniselle.

## 5.8 Simulointimalli diskreetillä kompensoinnilla

Tähän osioon vektorisäätölohko sekä käämivuon estimaattori on muutettu diskreetiksi, jotta nähtäisiin viitteitä siitä, miten säädin toimii digitaalisessa ympäristössä annetulla näytteenottotaajuudella. Nopeussäätö on diskretoitu implisiittisellä Eulerin menetelmällä. Virtasäädön PI-säädin on diskretoitu implisiittisellä Eulerin menetelmällä. PR-säätimen diskretointi on tehty siten että suora integrointi on diskretoitu Eulerin menetelmällä ja takaisinkytkennän integrointi implisiittisellä Eulerin menetelmällä. Näytteenottotaajuutena käytetään 10 kHz, koska se on yleinen arvo myös hissisovelluksissa. Diskreetit lohkot on toteutettu muodostamalla A/D- ja D/A-muunnos lohkon sisäänmenon ja ulostulon välillä. Lisäksi käämivuon estimaattorin sisääntuloihin on asetettu yhdenaskelvälin viive algebrallisten silmukoiden välttämiseksi. Simulointimalli, jossa on diskreetti momenttivärähtelyn kompensointi on esitetty kuvassa 19.



Kuva 19: Simulointimalli, jossa vektorisäätö sekä käämivuon estimaattori on muutettu diskreetiksi.

## 6 Simulointitulokset

Nopeussäätö viritettiin aiemmin esitetyllä IMC-menetelmällä siten että nopeussäätäjän kaistanleveys on 5 % virtasäädön kaistanleveydestä. Kolmivaiheinen virtasäätö on viritetty siten että nousuaika on 1 ms. Käämivuon estimaattori oli käynnissä kun  $\omega_m > 0,1$  rad/s. PR-säädin oli käynnissä kun  $\omega_m > 5$  rad/s. Virtasäädön PI-osalle ja PR-osalle sekä nopeussäädön PI-osalle käytettiin taulukossa 4 esitettyjä arvoja.

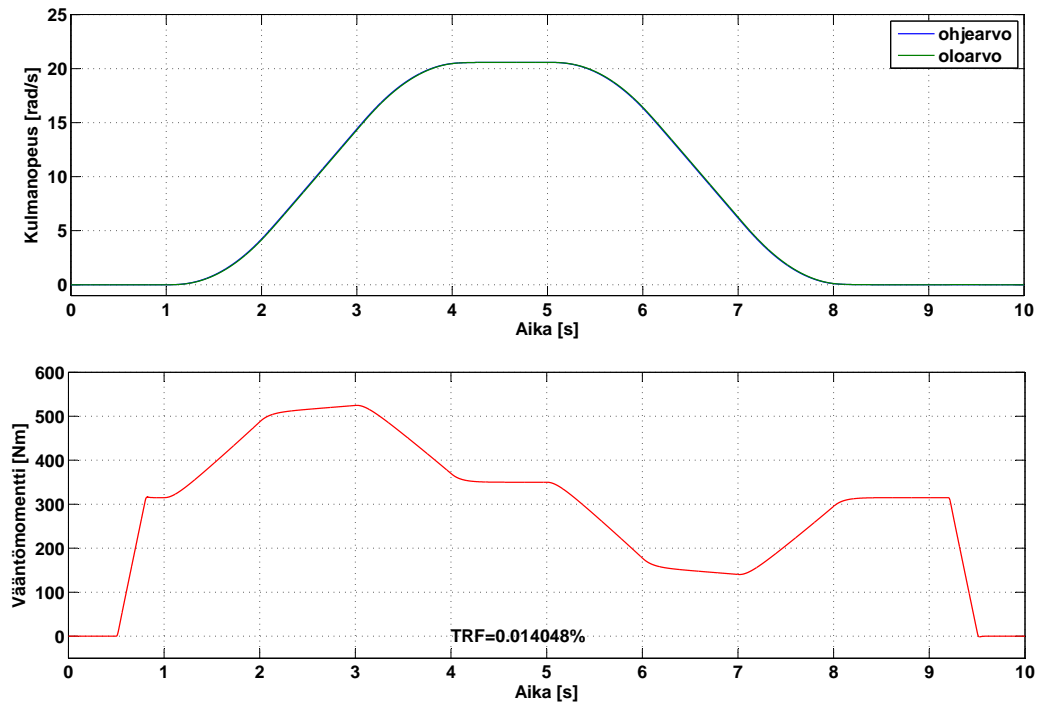
Taulukko 4: Simulointiparametrit.

Suure	Arvo
$k_{pn}$	98,9
$k_{in}$	10863
$R_b$	98,8
$k_{pd}$	32,52
$k_{id}$	71451
$k_{pq}$	36,25
$k_{iq}$	79659
$R_{ad}$	30,87
$R_{aq}$	34,57
$2k_{p6d} = 2k_{p6q}$	15
$2k_{i6d} = 2k_{i6q}$	1000

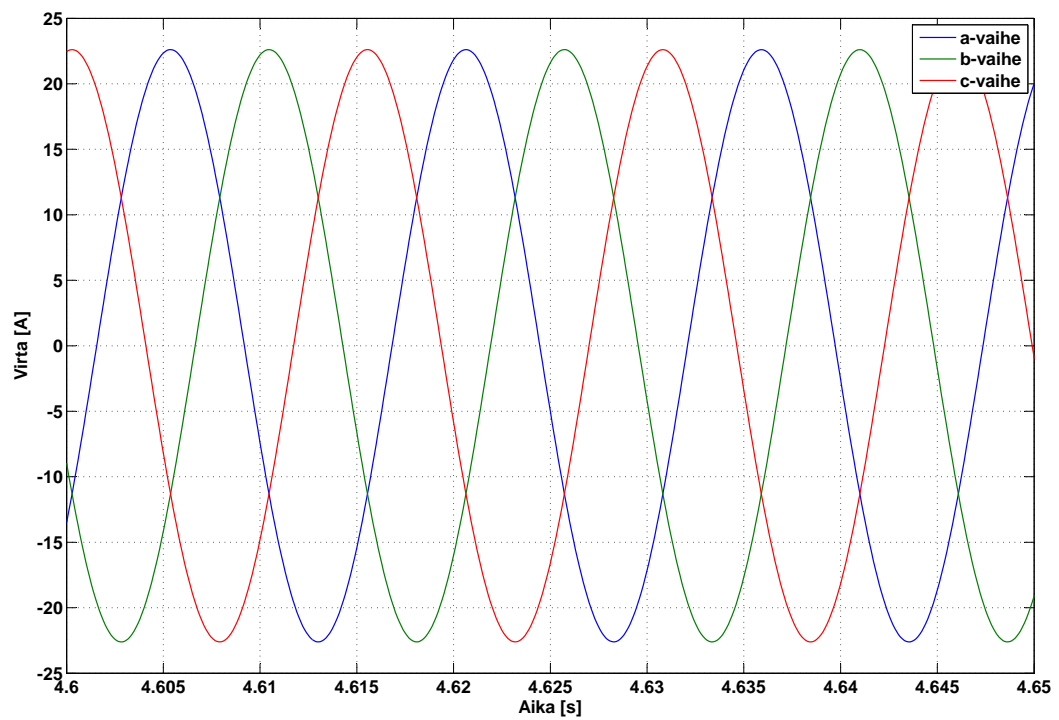
### 6.1 Ideaalinen moottori jatkuva-aikaisella säätömallilla

Ensin tutkittiin simuloimalla kuinka normaali tahtikoordinaatistoon sidottu PI-säätö toimii normaalitilanteessa ilman värähtelyä. Nopeussäätäjä sekä virtasäätö on viritetty IMC-menetelmällä. Kompensointia ei ole kytketty, koska häiriöitäkään ei ole. Kuormamomenttina käytettiin 90% nimellisestä, joka asetettiin päälle ennen lähtöä liikkeelle ja otettiin pois pysähtyessä. Tulokseksi vääntömomentille, kulmanopeuden ohjeelle ja toteutuneelle kulmanopeudelle saatiin kuva 20. Kuvasta 20 nähdään, että ideaalitilanteessa säätö toimii hyvin ja nopeus noudattaa ohjearvoaan. Vääntömomentin käyrästä nähdään kuorman muutos kun hissiin saapuu matkustajia.

Momenttikäyrästä nähdään myös kiihdytyksen aikana hitausmomentin vaikutus ja vakionopeusalueella nähdään kitkasta tuleva vaikutus. Kitkan vaikutus vääntömomenttiin on oletettu olevan nimellishopeudella 35 Nm. Kuten huomataan, vääntömomentissa tässä ideaalitapauksessa ei näy värähtelyä. Momenttivärähtelykerroin  $TRF$  onkin 0,000045. Vaihevirrät pysyvässä tilassa on esitetty kuvassa 21. Kuvista nähdään, että ideaalitapauksessa ja ideaalisella moottorilla virrat ovat sinimuotoisia. Kuvassa 22 on esitetty d- ja q-akselin virtojen ohje- ja oloarvot ideaalitilanteessa. Kuvasta 22 nähdään, että virrat noudattavat hyvin ohjearvojaan.

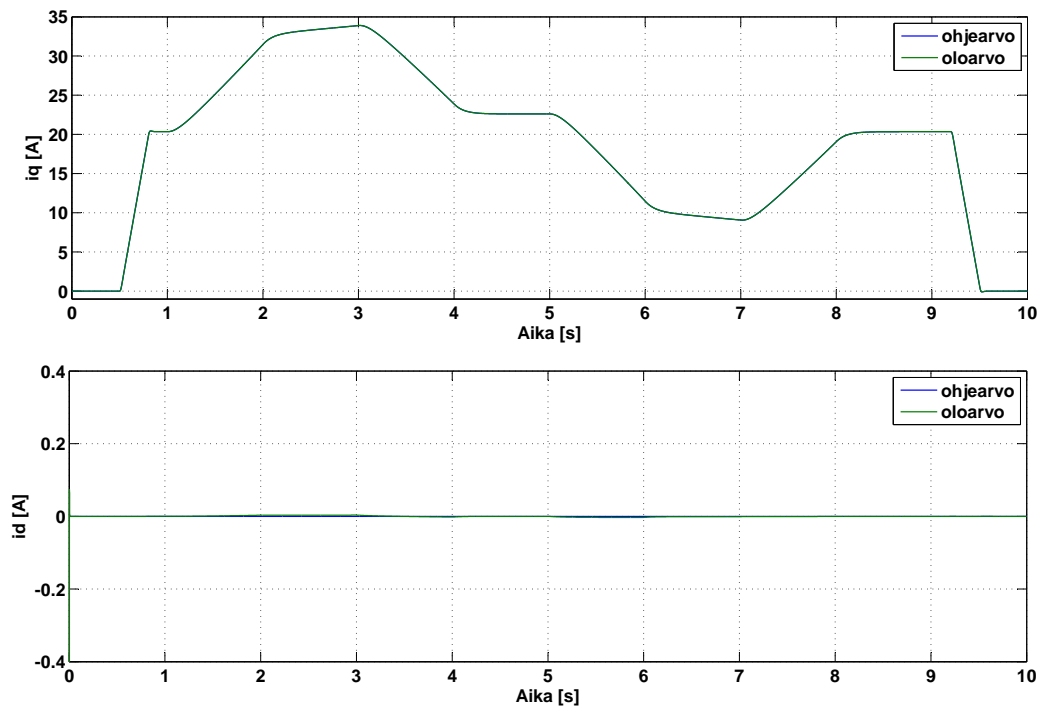


Kuva 20: Nopeusohje ja toteutunut nopeus ideaalitapauksessa.



Kuva 21: Vaihevirrat pysyvässä tilassa ideaalitapauksessa.

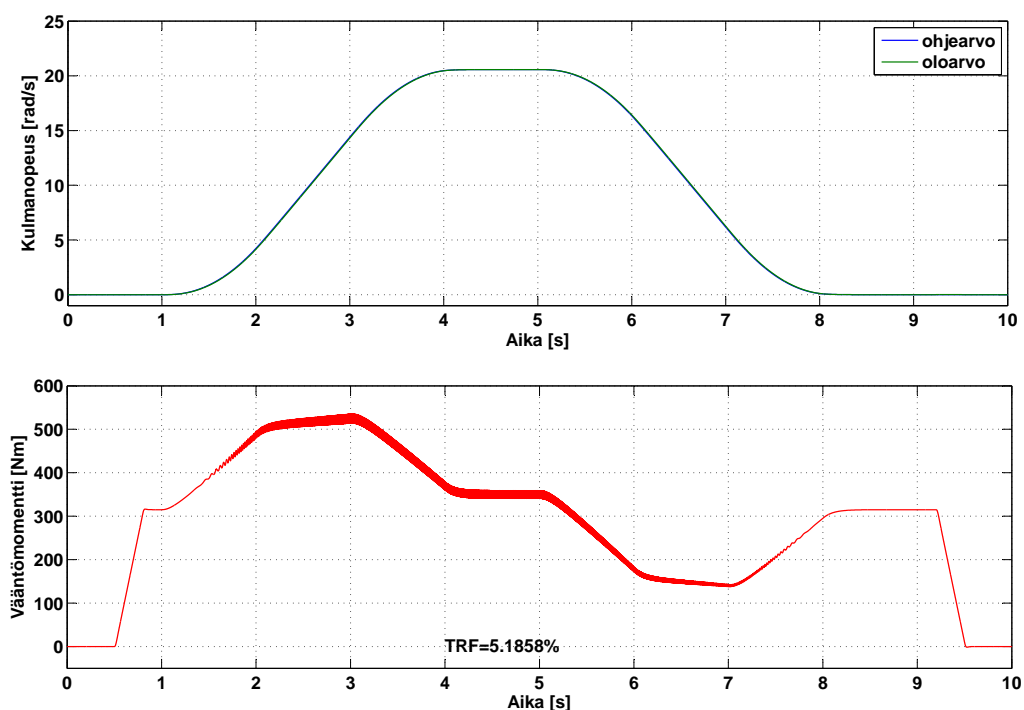




Kuva 22: D- ja q-akselin virtojen ohje- ja oloarvot ideaalitapauksessa.

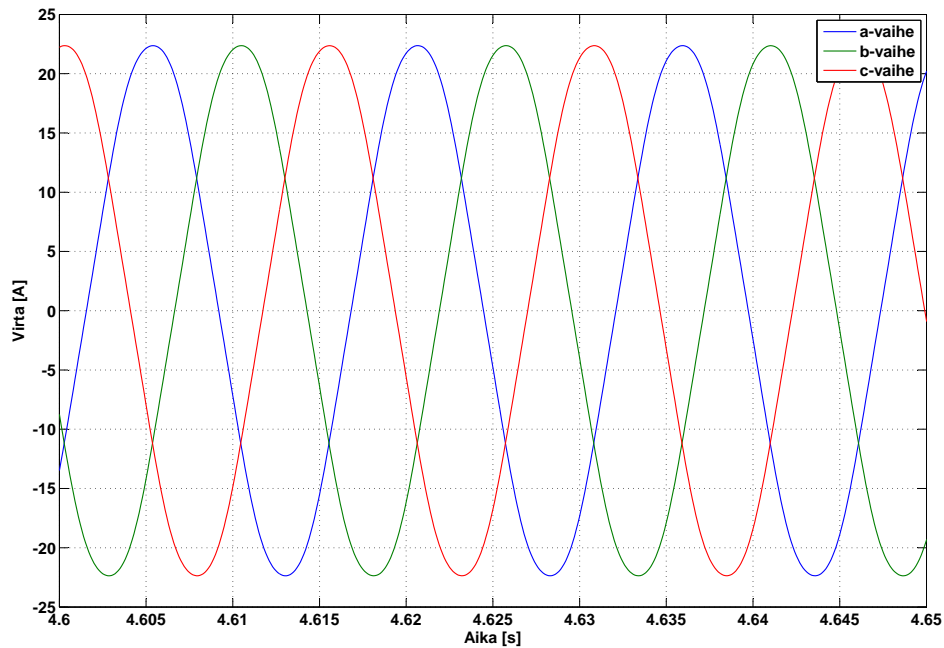
## 6.2 Epäideaalinen moottori jatkuva-aikaisella säätömallilla ilman kompensointia

Tässä osiossa tutkittiin tahtikoordinaatistoon sidotun PI-säädön suorituskykyä, kun moottorin liikejännite on epäsinimäinen. Käämivuon kuudennen yliaallon amplitudiksi oletetaan 1,5 % kestmagneettivuon suuruudesta. Liikejännitteen epäsinimäisyys toteutettiin siten että käämivoiden d- ja q-akselille summattiin sähkökulmasta riippuvat jaksolliset komponentit  $\psi_{6d} \cos(6\theta_r)$  ja  $\psi_{6q} \sin(6\theta_r)$ . Kuvasta 23 nähdään, että nopeuskäyrä on lähes samanlainen kuin ilman harmonisiakin. Tarkemmin tarkasteltuna nopeus värähtelee keskiarvon ympärillä. Kun tarkastellaan vääntömo-

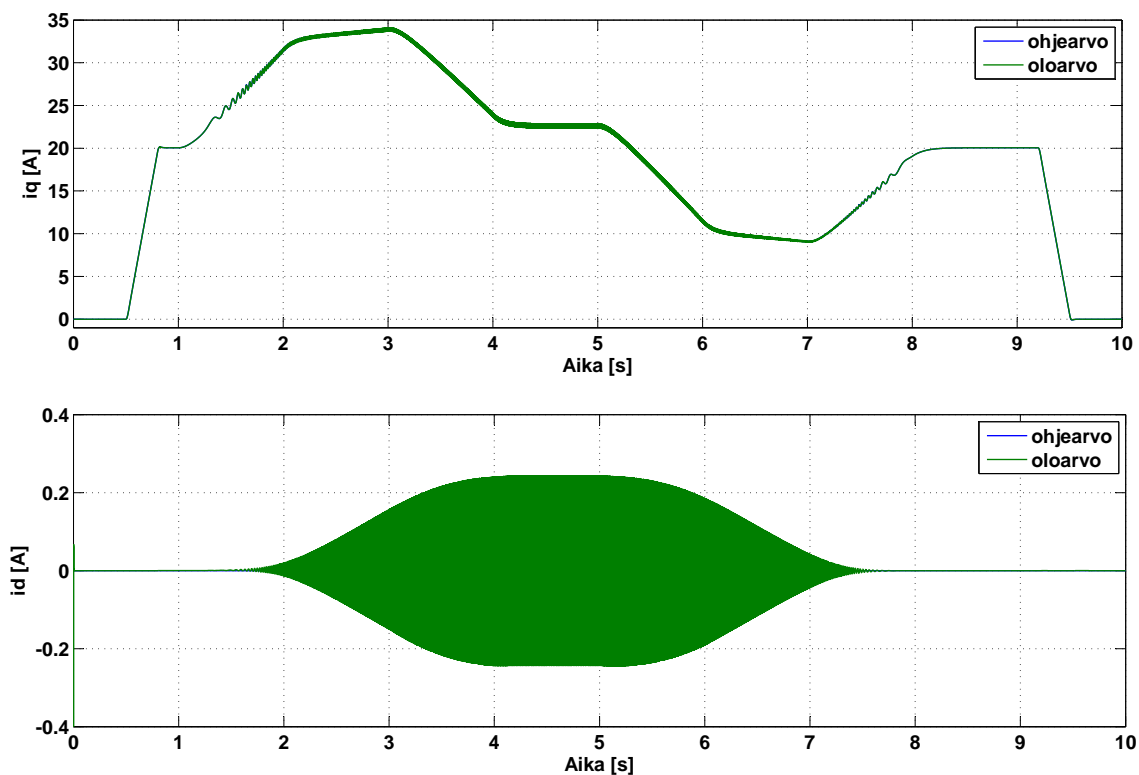


Kuva 23: Nopeusohje ja toteutunut nopeus epäideaalisessa tapauksessa ilman kompensointia. Vääntömomentti epäideaalisessa tapauksessa ilman kompensointia.

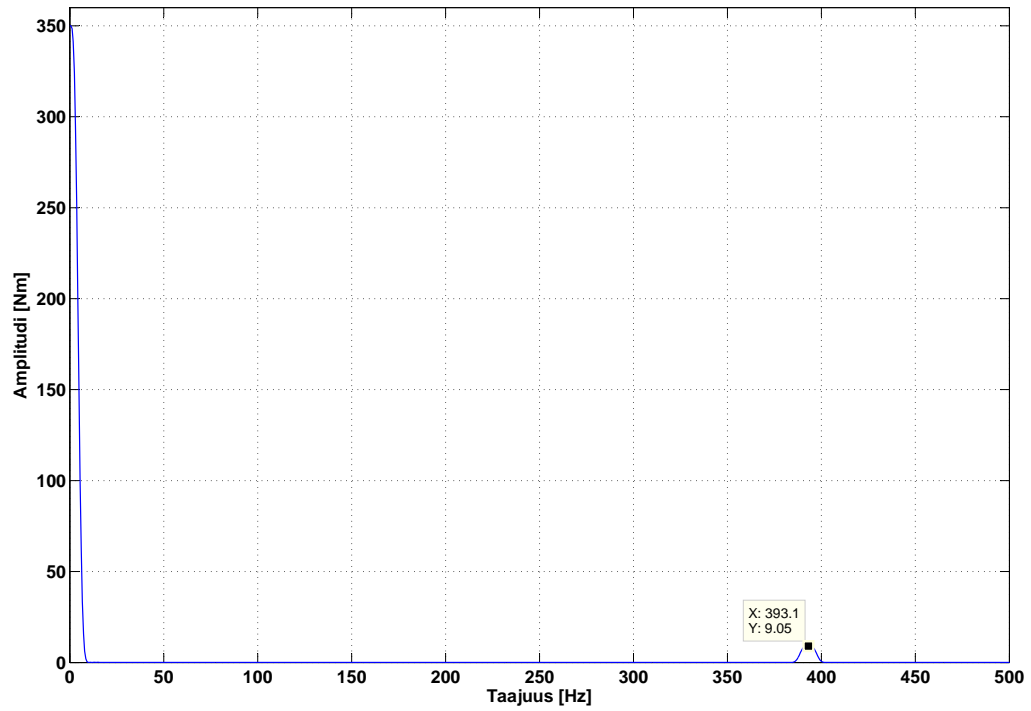
menttia kuvasta 23, niin ero ideaaliseen tapaukseen nähdään selvästi. Vääntömomentti värähtelee keskiarvonsa ympärillä. Kuten aiemmin mainittiin, niin vääntömomentin värähtelyä voidaan kuvata yhtälöllä (36). Kaikissa simulointitapauksissa TRF on otettu pysyvän tilan vääntömomentista (ajalta  $t = 4,6 - 5,0$  s). Nähdään, että ilman kompensointia vääntömomentin värähtelyä on noin 5,19 %. Tekemällä vääntömomentille Fourier-analyysi saadaan sen spektri, joka on esitetty kuvassa 26. Vääntömomentti sisältää taajuuden  $6f_s$ . Myös vaihevirratt muuttuvat, mutta eivät huomattavasti (kuva 24). Selkein muutos nähdään d-akselin virrassa (kuva 25). Tekemällä d-virralla Fourier-analyysi nähdään, että myös d-virta sisältää kuudetta yliaaltoa. Virran d-komponentin spektri on esitetty kuvassa 27.



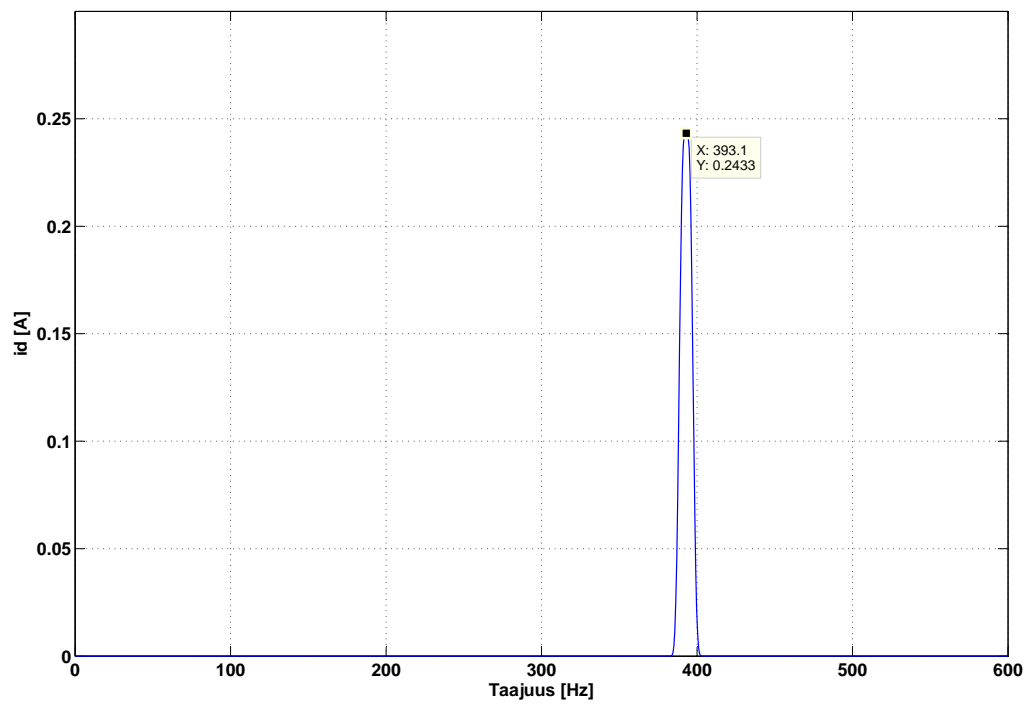
Kuva 24: Vaihevirrat pysyvässä tilassa ilman kompensointia.



Kuva 25: d- ja q-akselin virtojen ohje- ja oloarvot pysyvässä tilassa ilman kompensointia.



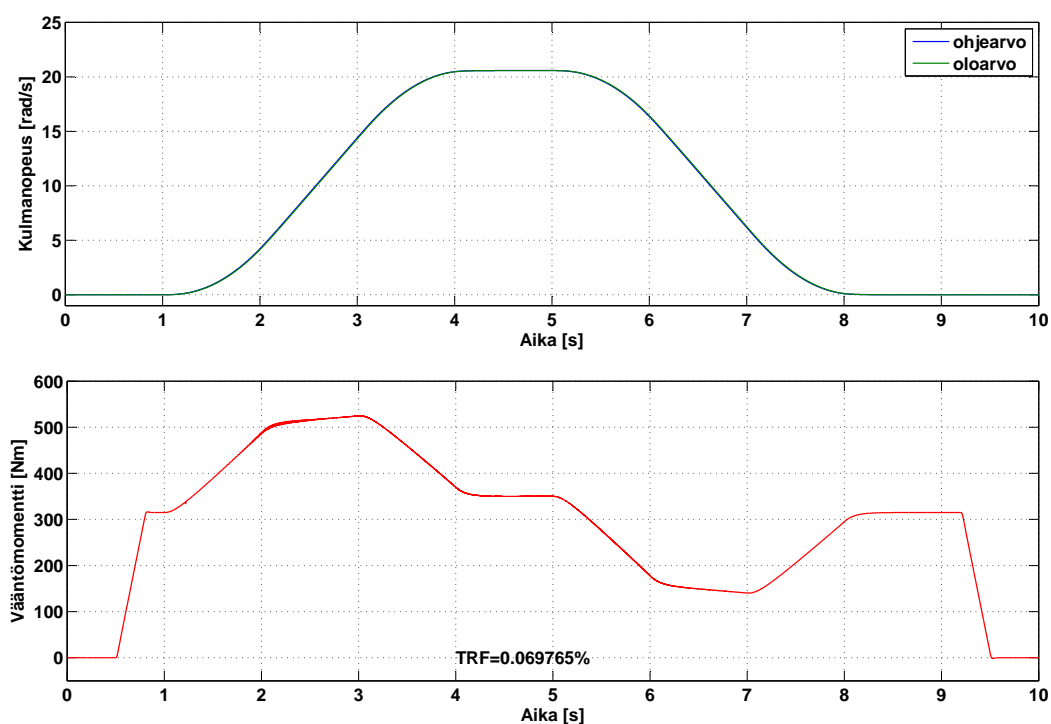
Kuva 26: Vääntömomentin spektri pysyvässä tilassa.



Kuva 27: d-virran spektri pysyvässä tilassa.

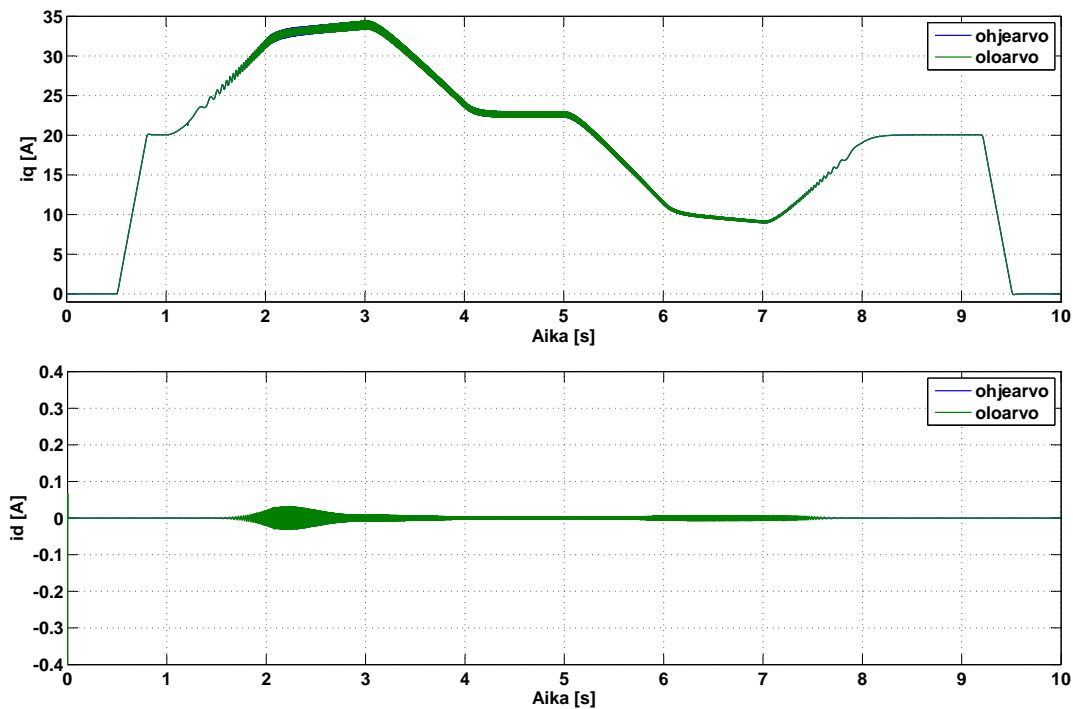
### 6.3 Epäideaalinen moottori jatkuva-aikaisella säätömallilla kompensoinnin kanssa

Tässä osiossa vääntömomentin värähtelyjä vaimennetaan PR-säätimellä sekä käämivuon estimoinnilla. Simulointimalli vastaa kohdassa 5.7 esitettyä jatkuva-aikaista mallia. PR-säädin kytketään päälle kun mekaaninen kulmanopeus ylittää arvon 5 rad/s ja käämivuon estimaattori kytketään päälle lähellä nollanopeutta. Kuten kuvasta 28 nähdään, nopeuskäyrä pysyy ennallaan, mutta vääntömomentin värähtely pienenee noin 99 % verrattuna kompensoimattomaan. Vaimennuksen toimivuus nähdään hyvin myös d-virrasta kuvassa 29.

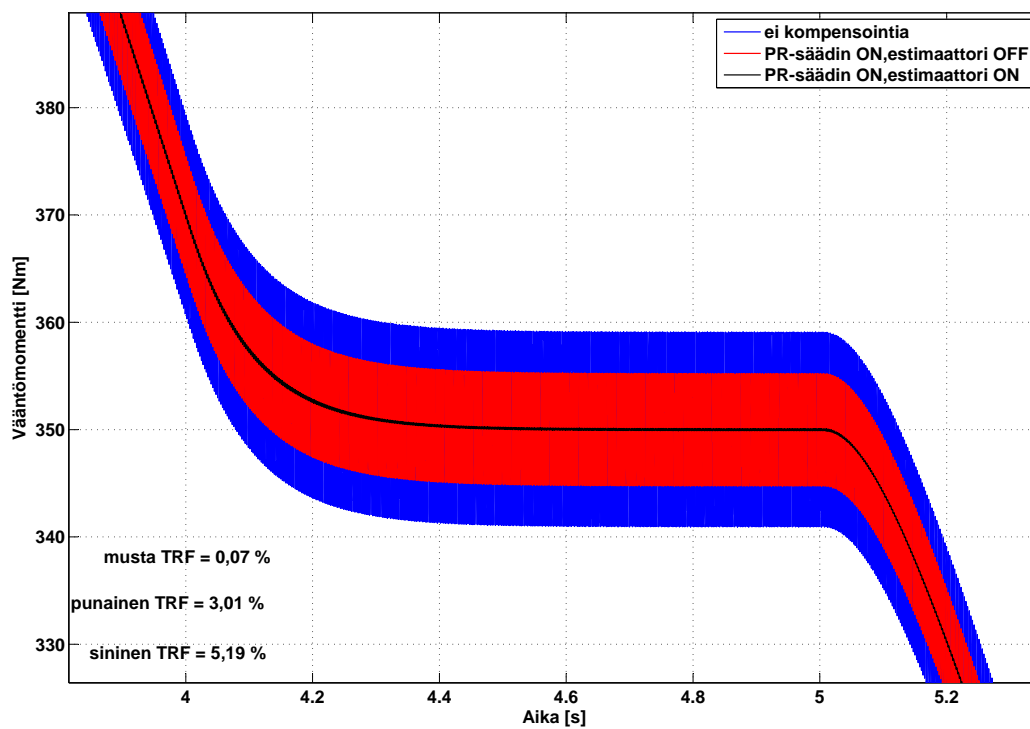


Kuva 28: Roottorin kulmanopeuden ohjearvo, oloarvo ja vääntömomentti kompensoinnin kanssa.

Lopuksi on vielä verrattu kompensoinnin vaikutuksia kun komponentit eivät ole päällä yhtäaikaan. Kuvassa 30 on esitetty vääntömomentin käyrät pysyvän tilan lähistöllä. Sininen käyrä kuvaa tapausta, jossa kompensointi ei ole päällä, punainen käyrä kuvaa kompensointitapausta, jossa PR-säädin on päällä, mutta käämivuon estimaattori ei ole. Musta käyrä kuvaa tapausta, jossa PR-säädin ja käämivuon estimaattori ovat päällä. Kuvista nähdään, että tällä kompensointitavalla on mahdollista vähentää vääntömomentin värähtelyjä huomattavasti.



Kuva 29: d- ja q-akselin ohje- ja oloarvot kompensoinnin kanssa.



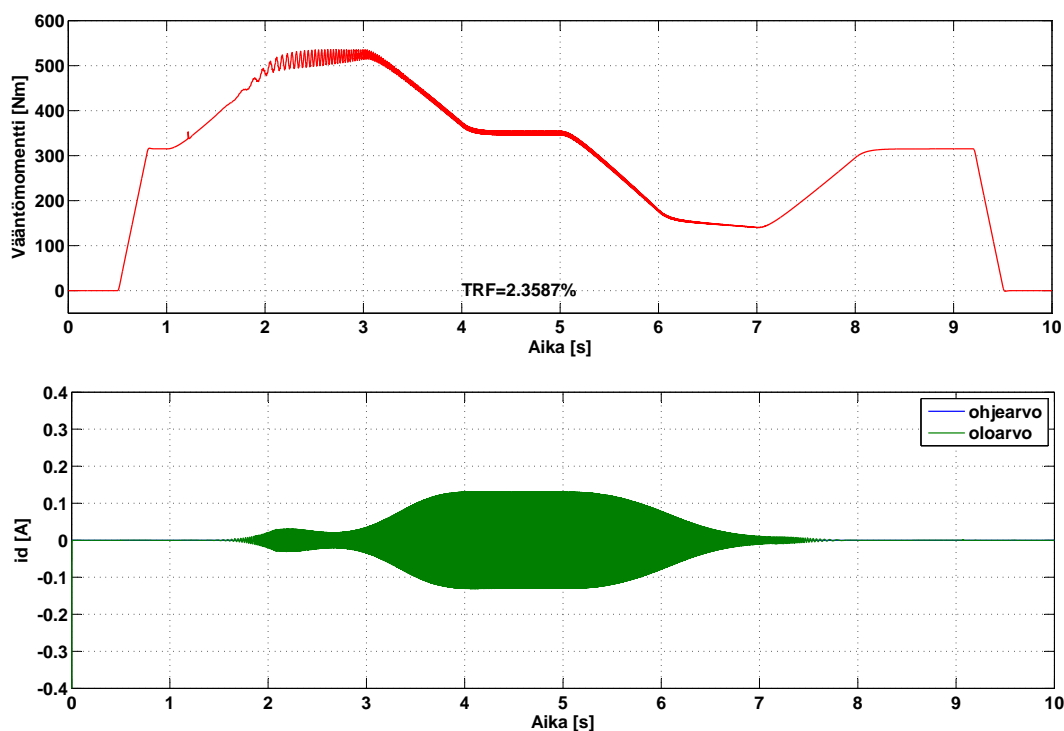
Kuva 30: Vääntömomentit ilman kompensointia tai kun eri komponentit kompensoinnista ovat päällä.

## 6.4 Epäideaalinen moottori diskreetti-aikaisella säätömallilla kompensoinnin kanssa

Tässä osiossa vektorisäätö on toteutettu diskreettinä versiona, jotta saataisiin viitteitä siitä kuinka hyvin diskretoidut versiot toimivat oikeasti. Nopeussäädön- ja virtasäädön PI-osan integrointiosat on diskretoitu implisiittisellä Eulerin menetelmällä. Myös käänivuon estimaattorin integrointiosat on diskretoitu implisiittisellä Eulerin menetelmällä. PR-säätimen diskretointimenetelmän suorituskykyä vertailaan kahden tapauksen kesken. Tapaukset ovat diskretointi ilman taajuuskorjausta ja diskretointi taajuuskorjauksen kanssa. Näytteenottotaajuutena käytetään arvoa  $f_{sampling} = 10$  kHz. Koska nopeuskäyrä sekä vaihevirratt ovat lähes samanlaiset kuten aiemminkin, ne jätetään tältä osin esittämättä.

### 6.4.1 Diskreetti PR-säädin ilman taajuuskorjausta

PR-säätimen integroinnit tässä kohdassa on diskretoitu siten että suora integrointi on toteutettu Eulerin normaalilla menetelmällä ja takaisinkytkentäsilmuksen integrointi implisiittisellä Eulerilla. PI- ja PR-säädinten vahvistukset ja integrointikertoimet ovat samat kuin aiemmin (taulukko 4). Kuvasta 31 nähdään, että TRF on 2,3587 %. Tiedetään, että ilman kompensointia diskreetissä tapauksessa TRF



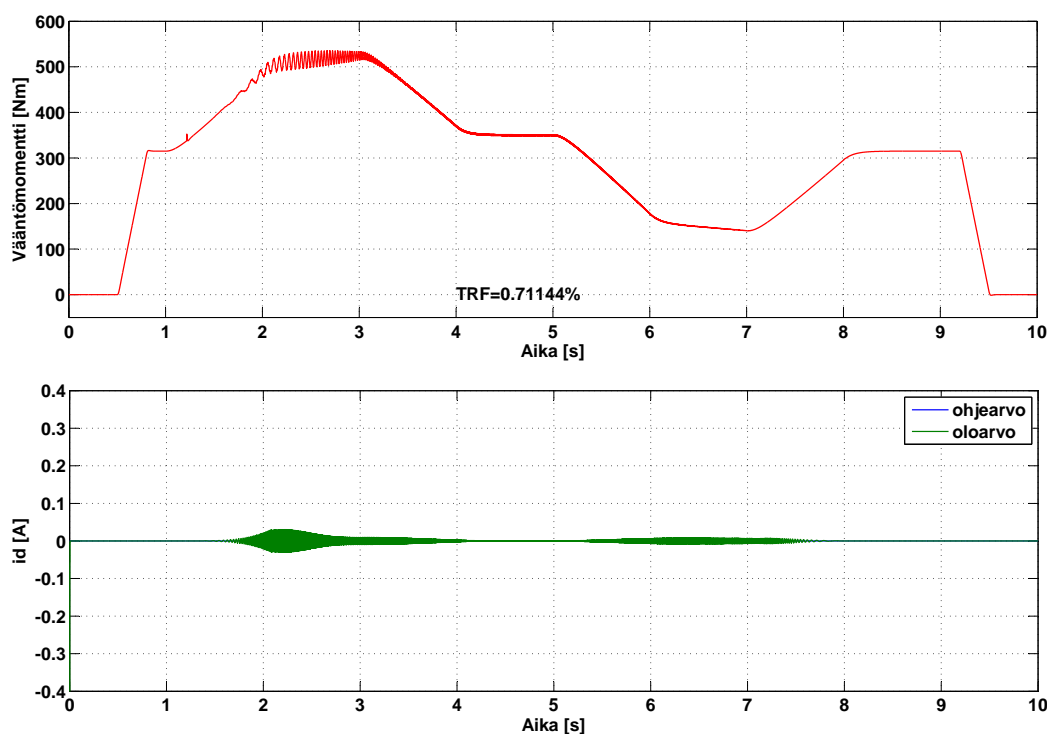
Kuva 31: Väjäntömomentti ja d-virta kun diskretointimenetelmässä ei ole käytetty taajuuskorjausta.

on 5,2 %. Tähän perustuen voidaan laskea, että TRF pienenee tällä menetelmäl-

lä noin 55 %. Seuraavassa kohdassa on esitetty minkälainen vaikutus tuloksiin on taajuuskorjauksella.

#### 6.4.2 Diskreetti PR-säädin taajuuskorjauksen kanssa

Tässä kohdassa tutkitaan miten diskreetointimenetelmän taajuuskorjaus vaikuttaa tuloksiin. Simulointiparametrit ovat identtiset. Tulokset taajuuskorjatusta tapauksesta on esitetty kuvassa 32. Kuten kuvasta havaitaan, taajuuskorjaus vaikuttaa huomattavasti tuloksiin. Vääntömomentin värähtely pienenee edelleen. Tämä johtuu siitä, että diskreetoidun PR-säätimen resonanssitaajuus vastaa paremmin jatkuva-aikaista vastinettaan. Verrattuna kompensoimattomaan versioon, TRF pienenee noin 86 %.



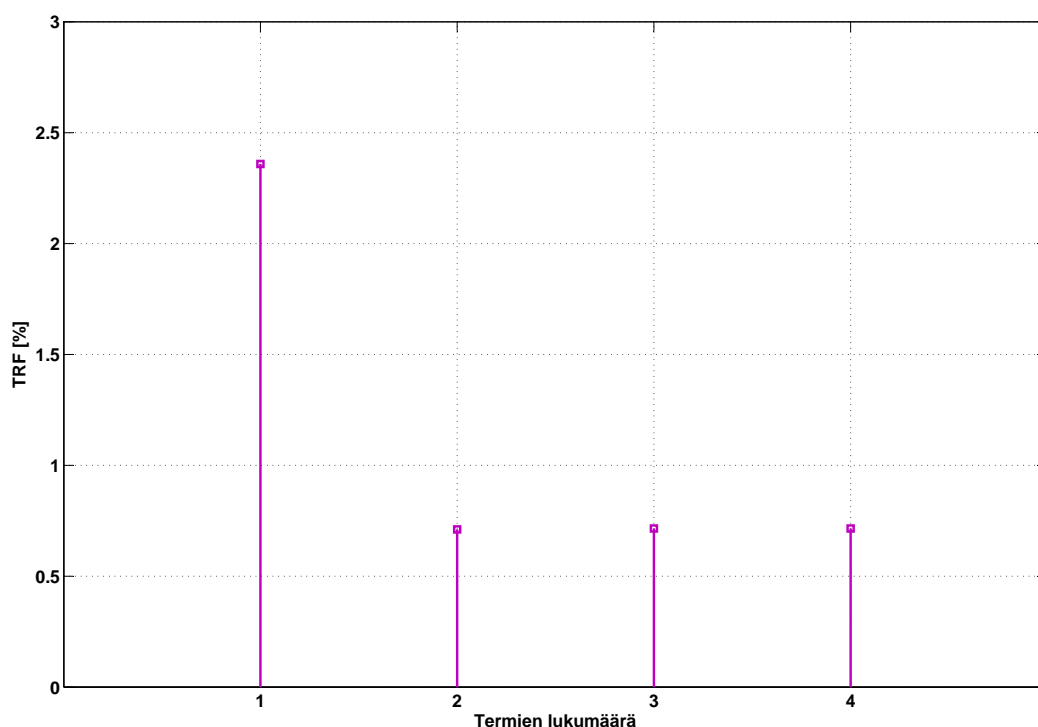
Kuva 32: Vääntömomentti ja d-virta kun diskreetointimenetelmässä on taajuuskorjaus.

#### 6.4.3 Taajuuskorjauksen approksimoinnin vaikutus vääntömomentin värähtelyyn

Tässä osiossa tutkitaan taajuuskorjauksen vaikutusta vääntömomentin värähtelyyn. Säätöparametrit ovat samat kuin edellisissä kohdissa. Taajuuskorjauksen tarkkuutta kasvatetaan ottamalla Taylorin sarjaan enemmän termejä ja tutkitaan sen vaikutusta TRF:ään. Kuvassa 33 on esitetty simulointitulokset taajuuskorjauksen vaikutuksesta vääntömomentin värähtelyyn. Täytyy huomioda että termien lukumäärän ollessa 1 vastaa tilannetta, jossa taajuuskorjausta ei ole. Kuvasta nähdään, että tässä



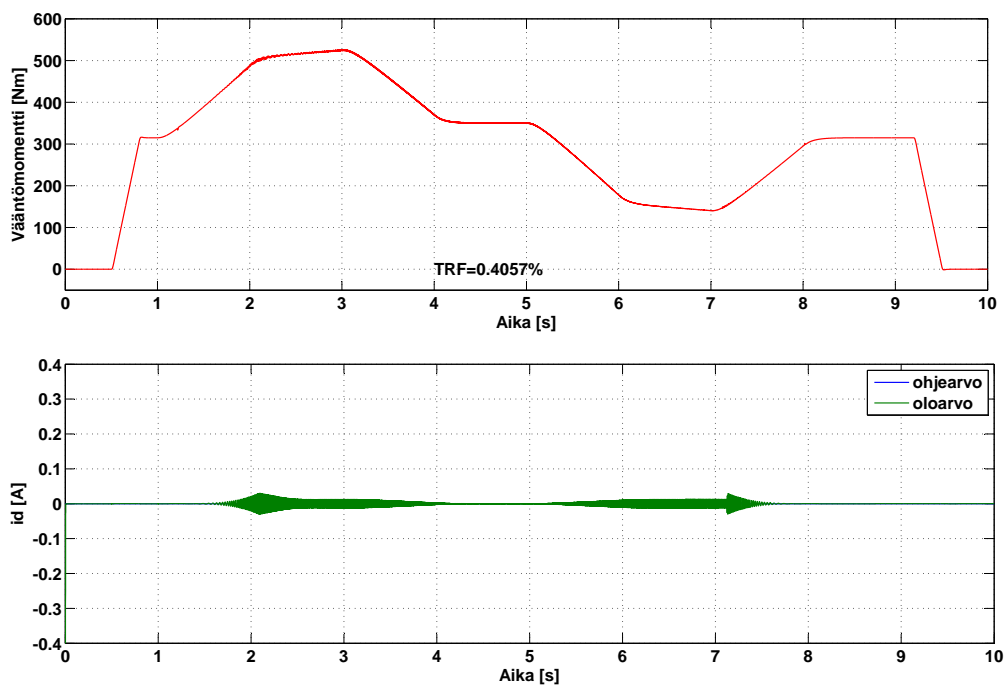
tapauksessa yhden lisätermin mukaan ottaminen pienentää vääntömomentin värähtelyjä huomattavasti. Havaitaan myös, että termien kasvattaminen edelleen ei tuo lisäarvoa PR-säätimen suorituskykyyn.



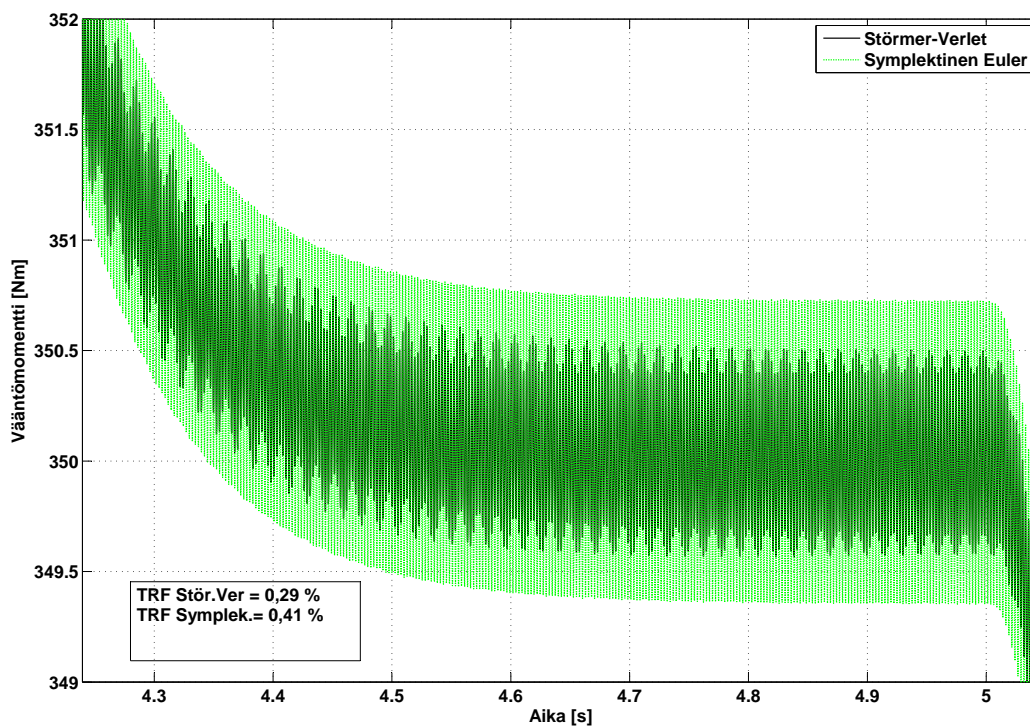
Kuva 33: Taajuuskorjauksen vaikutus vääntömomentin värähtelyyn.

#### 6.4.4 Käämivuon estimaattorin diskretointimenetelmän vaikutus tuloksiin

Tässä kohdassa tutkitaan minkälainen vaikutus on käämivuon estimaattorin erilaisella diskretointimenetelmällä. Aiemmin nähtiin, että Hamiltonin järjestelmille on omia hyviä diskretointimenetelmiä. Tässä kohdassa verrataan Störmer-Verletin menetelmää sekä symplektistä Eulerin menetelmää. Parametrien arvot ovat samat kuin aiemmin. Kuvassa 34 on esitetty vääntömomentti ja d-akselin virta kun käämivuon estimaattori on diskretoitu symplektisellä Eulerin menetelmällä. Kuvasta 34 nähdään, että vääntömomentinvärähtely pienenee 0,41 %:iin. Koska symplektinen Eulerin menetelmä on yksinkertaisin symplektinen menetelmä, niin vertailun vuoksi testattiin myös vähän tarkempaa menetelmää nimeltään Störmer-Verlet-menetelmä. Kuvassa 35 on esitetty vääntömomentti vakionopeusalueen lähellä kun käämivuon estimaattori on diskretoitu sekä symplektisellä Eulerin menetelmällä, että Störmer-Verlet-menetelmällä. Nähdään, että tarkempi symplektinen menetelmä antaa hiukan paremman tuloksen. Mielenkiintoista kuvassa 34 on että vääntömomentin värähtely häviää myös ajanjaksolta  $t = 2 - 3$  s. Symplektisella Eulerilla TRF pienenee 92 % verrattuna kompensoimattomaan versioon.



Kuva 34: Vääntömomentti ja d-virta kompensoinnin kanssa ja käänviuon estimaattori on diskretoitu symplektisellä Eulerin menetelmällä.

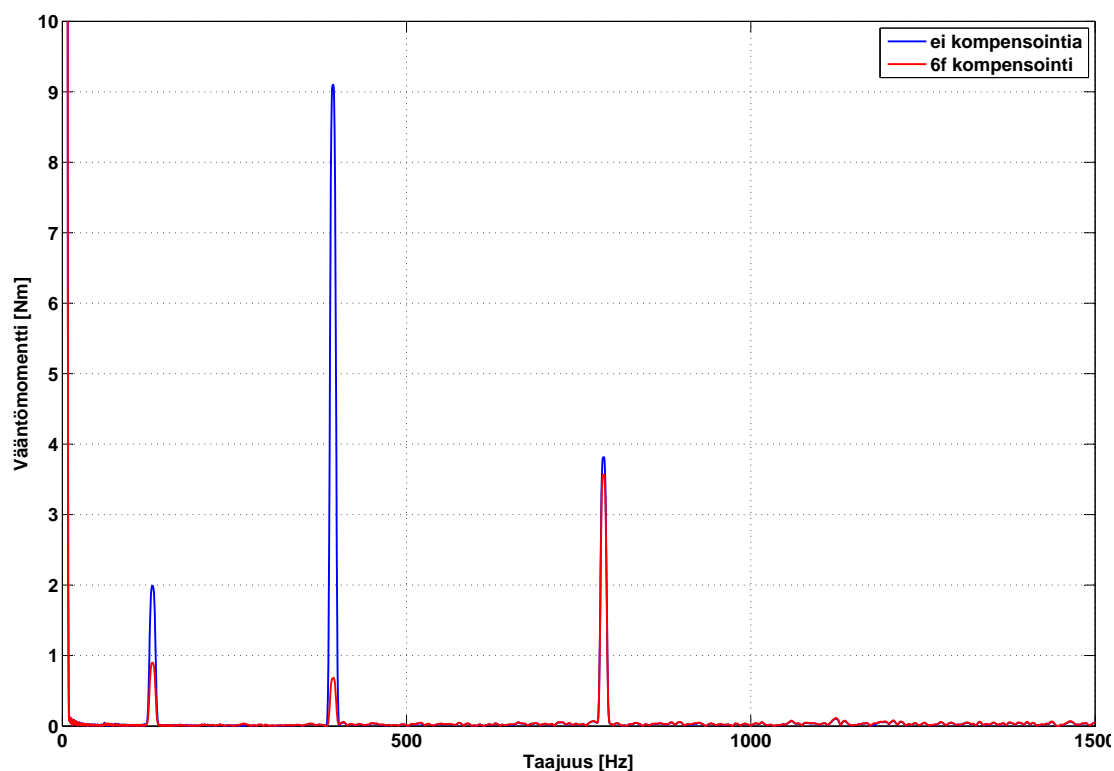


Kuva 35: Vääntömomentti vakionopeusalueella kun käänviuon estimaattori on diskretoitu symplektisellä Eulerin menetelmällä ja Störmer-Verlet-menetelmällä.

## 6.5 Diskreetin säätimen toiminta kun moottorimalli sisältää useita harmonisia sekä kohinaa

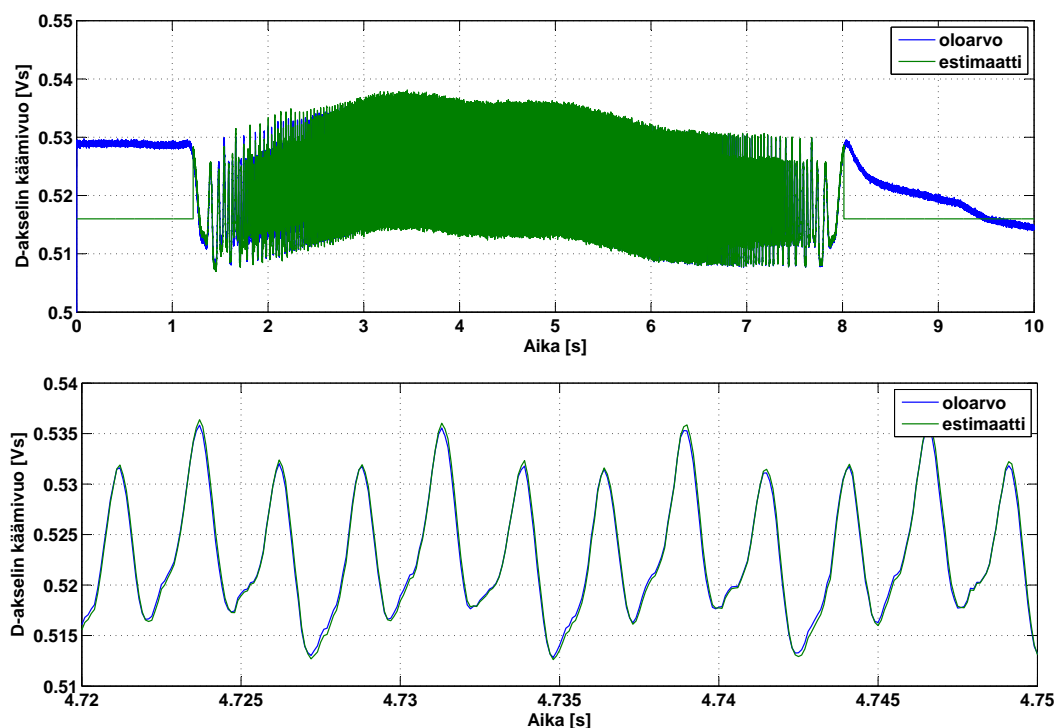
Tässä osiossa tutkitaan säätimen toimintaa, kun kestopagneettitahtikone tuottaa harmonisia  $2f_s$ ,  $6f_s$   $12f_s$  sekä valkoista kohinaa, jonka amplitudi on noin 0,1 % kestopagneettivuosta. Simulointimalli on muuttunut hieman ylimääräisten harmonisten vuoksi. Ylimääräiset harmoniset ja kohina toteutettiin siten että kuvan 15 kuudennen harmonisten lisäksi summassa on mukana myös kohina ja harmoniset  $2f_s$  ja  $6f_s$ .

Tämän simuloinnin tarkoitus on kuvata todellista moottoria vielä paremmin kuin aiemmin sekä testata säätimen toimintaa kun useampia häiriöitä on läsnä. Harmonisten  $2f_s$ ,  $12f_s$  amplitudi on  $0,005\psi_{PM}$  ja kuudennen harmoninen on amplitudiltaan sama kuin aiemmin  $0,015\psi_{PM}$ . PR-säätö sekä käännavuon estimaattori on toteutettu Simulinkin S-funktiolla, koska ehdotettua kompensointialgoritmia on tällöin helppo soveltaa. Kuvassa 36 on esitetty vääntömomentin spektri ilman kompensointia ja kompensoinnin ollessa päällä kun hissin nopeus on pysyvässä tilassa ( $t = 4,6 - 5,0$  s). Kuvassa 37 on esitetty käännavuon estimaattorin toiminta hissin ajon aikana, kun



Kuva 36: Vääntömomentin spektri.

estimaattori on diskretoitu symplektisellä Eulerin menetelmällä. Kuvan 37 ylempi osa kuvaa käännavuon oloarvoa ja estimaattia hissin ajon aikana. Saman kuvan alempi osa kuvaa käännavuon oloarvoa sekä estimaattia vakionopeusalueella. Kuvasta 37 voidaan havaita, että estimaattorin arvo vastaa hyvin todellista arvoa. Maksimivirhe



Kuva 37: D-akselin käämivuon oloarvo ja estimaatti.

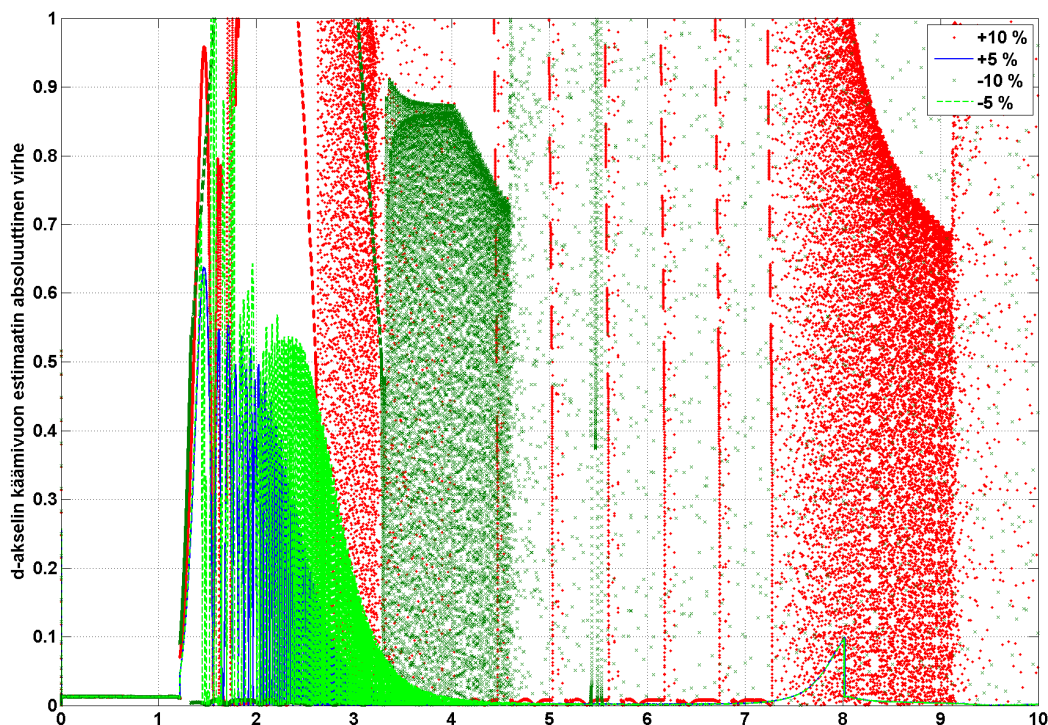
$\max(|\psi_d - \psi_{destim.}|)$  ajon aikana on kiihdytyksen alussa, mutta sekin on luokkaa 0,002.

## 6.6 Parametri- ja mittausvirheiden vaikutus säätimen toimintaan

Tässä osiossa tutkitaan kuinka säädin toimii, kun virtasäädölle sekä estimaattorille asetetut resistanssit ja induktanssit ovat virheellisiä. Lisäksi tutkitaan virranmittauksessa tapahtuvien virheiden vaikutusta säädön toimintaan. Mittausvirheitä ovat nollatason poikkeama ja viive. Kestomagneettikone sisältää samat yliaallot ja kohinan kuin edellisessä kohdassa. Estimaattori käynnistyy lähellä nollanopeutta.

### 6.6.1 Resistanssi- ja induktanssivirheen vaikutus

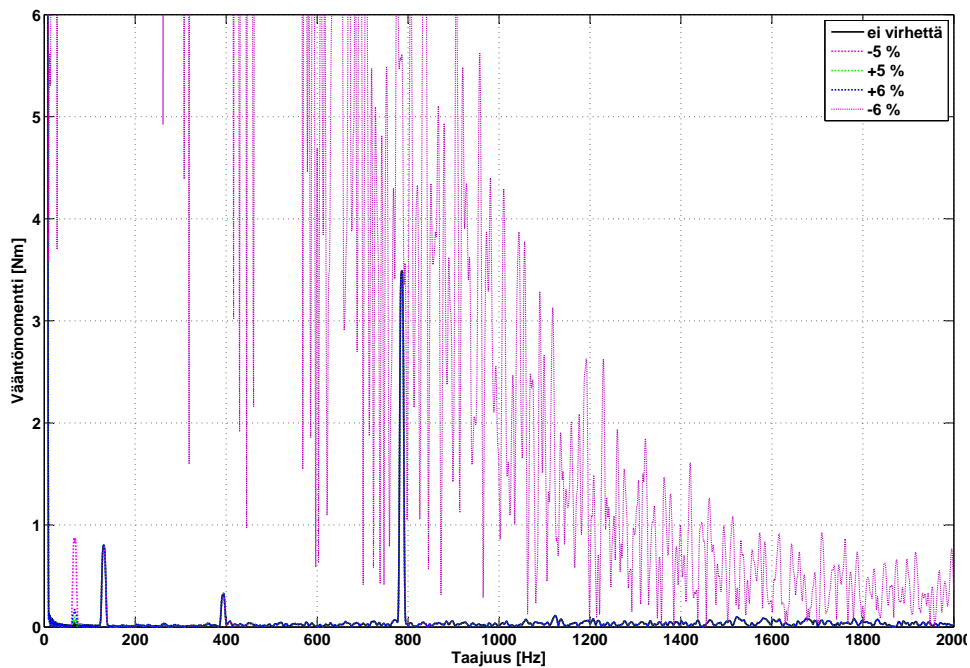
Tässä kohdassa tutkitaan kestoplaneettikoneen staattoriresistanssin muutoksen vaikutusta säädön toimintaan kun virtasäädölle ja käämivuon estimaattorille asetettu resistanssin arvo pysyy muuttumattomana. Staattoriresistanssin muutos vaihtelee välillä  $\pm 5\%$  ja  $\pm 10\%$ .  $-5\%$ :n muutos tässä tapauksessa tarkoittaa sitä, että säädölle annettu staattoriresistanssin arvo on  $5\%$  suurempi. Kuvassa 38 on esitetty käämivuon estimaatin absoluuttinen virhe hissien ajosyklin aikana virheellisillä staattoriresistanssin arvoilla. Punaiset pisteet kuvaavat  $+10\%$ :n resistanssin muutosta, vihreä risti  $-10\%$ :n muutosta, vihreä katkoviiva  $-5\%$ :n muutosta ja sininen viiva



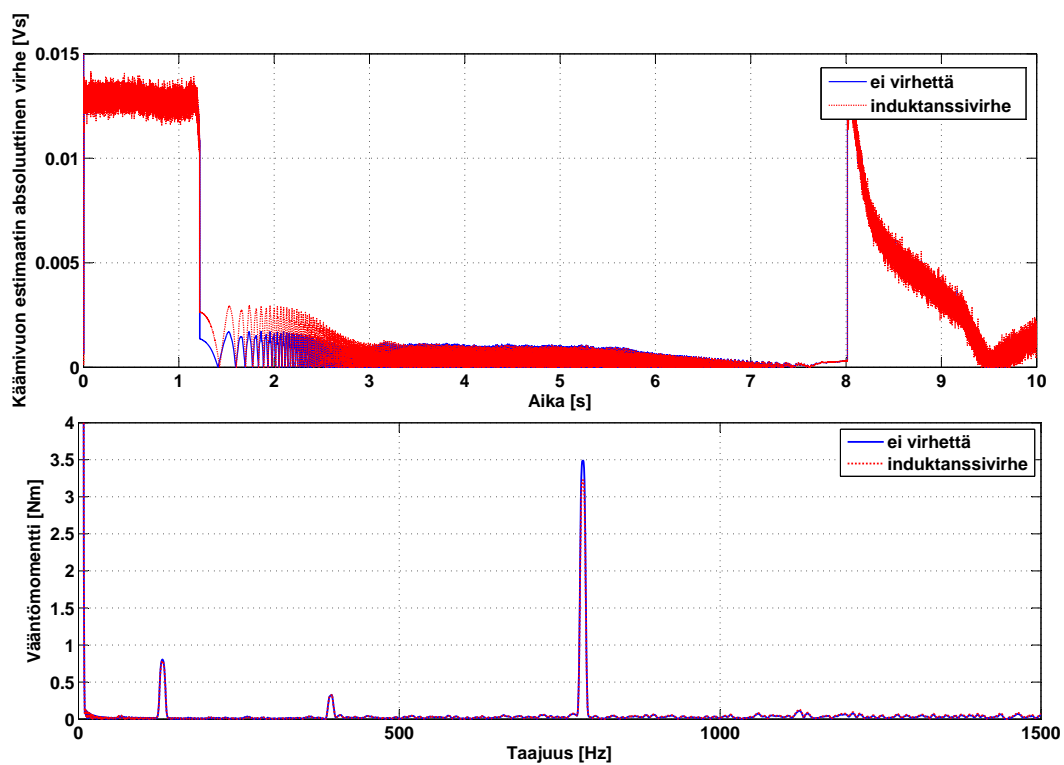
Kuva 38: D-akselin käämivuon estimaatin absoluuttinen virhe kun staattori-resistanssi muuttuu  $\pm 5\%$  tai  $\pm 10\%$ .

+5 %:n muutosta. Tuloksista nähdään, että säädin menee epästabiiliksi muutoksen ollessa välillä 5 – 10 %. Tuloksista voidaan päätellä että käämivuon estimaattori on todella herkkä säädön resistanssivirheille. Mikäli resistanssin muutos on  $\pm 5\%$  kompensointi toimii silti kohtalaisesti vakionopeusalueella. Kuvassa 39 on esitetty miten resistanssin muutos näkyy vakionopeusalueen momenttivärähtelyssä. Kuvasta nähdään, että kompensointi muuttuu epästabiiliksi muutoksen ollessa -6 %. Kompensointi on herkempi muutoksen ollessa negatiivinen. Huomataan myös, että staattori-resistanssin negatiivinen muutos synnyttää uuden yliaallon perustaa-juudella (kuva 39 -5 %:n käyrä). Staattori-resistanssin positiivinen muutos synnyttää myös perusaaltoisen momenttivärähtelyn mutta amplitudi ei ole kovin suuri.

Seuraavaksi simuloitiin säädön toiminta kun virtasäädölle asetetuissa d- ja q-akselin induktansseissa on virhettä. Induktanssien virheen suuruus tässä simulaatiossa perustuu koneesta tehtyyn FEM-analyysiin eri kuormituksilla. FEM-analyysistä on saatu induktanssien minimiarvoiksi  $L_d = 0,00794 H$  ja  $L_q = 0,0155 H$ . Analyysin maksimi-induktanssit olivat hyvin lähellä simuloinnissa muutenkin käytettyjä arvoja, joten niitä ei simuloitu. Kuvasta 40 nähdään, että induktanssin muutoksella on hyvin pieni vaikutus säädön toimintaan. Vakionopeusalueen spektrit ovat lähes identtiset, pientä poikkeamaa lukuunottamatta. Poikkeama havaitaan ainoastaan taajuudella 12f.



Kuva 39: Väätömomentin spektri kun resistanssin muutos on  $\pm 5\%$  ja  $\pm 6\%$ .



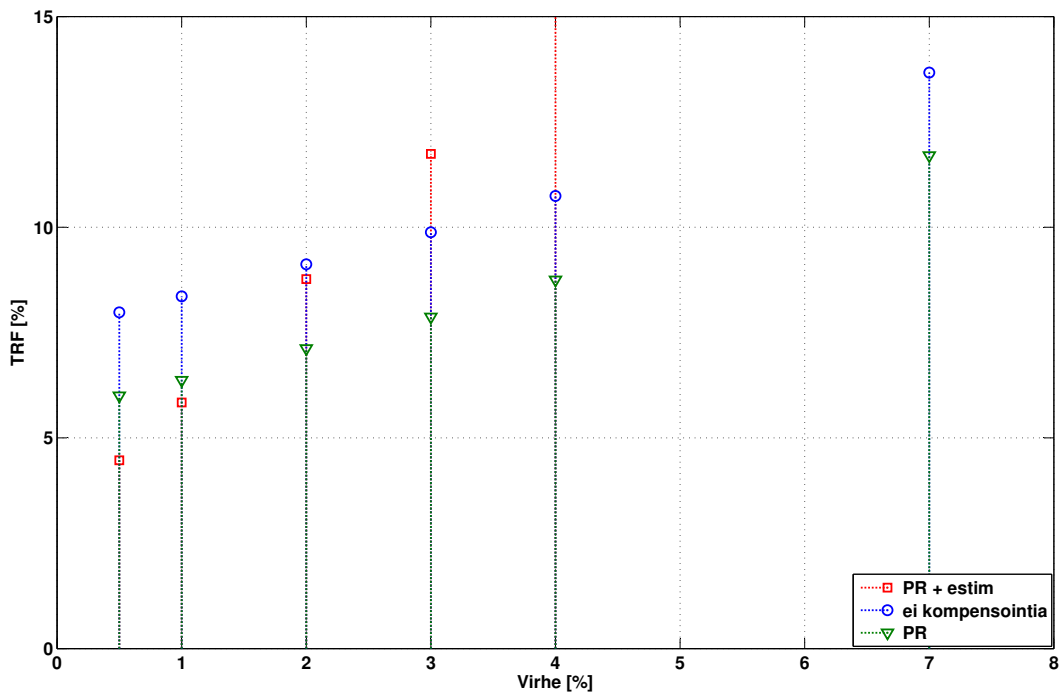
Kuva 40: D-akselin käämivuon estimaatin absoluuttinen virhe ja väätömomentin spektri kun d-akselin induktanssi on muuttunut  $-54\%$  ja q-akselin induktanssi  $-6\%$ .

### 6.6.2 Nollatason poikkeama virran mittauksessa

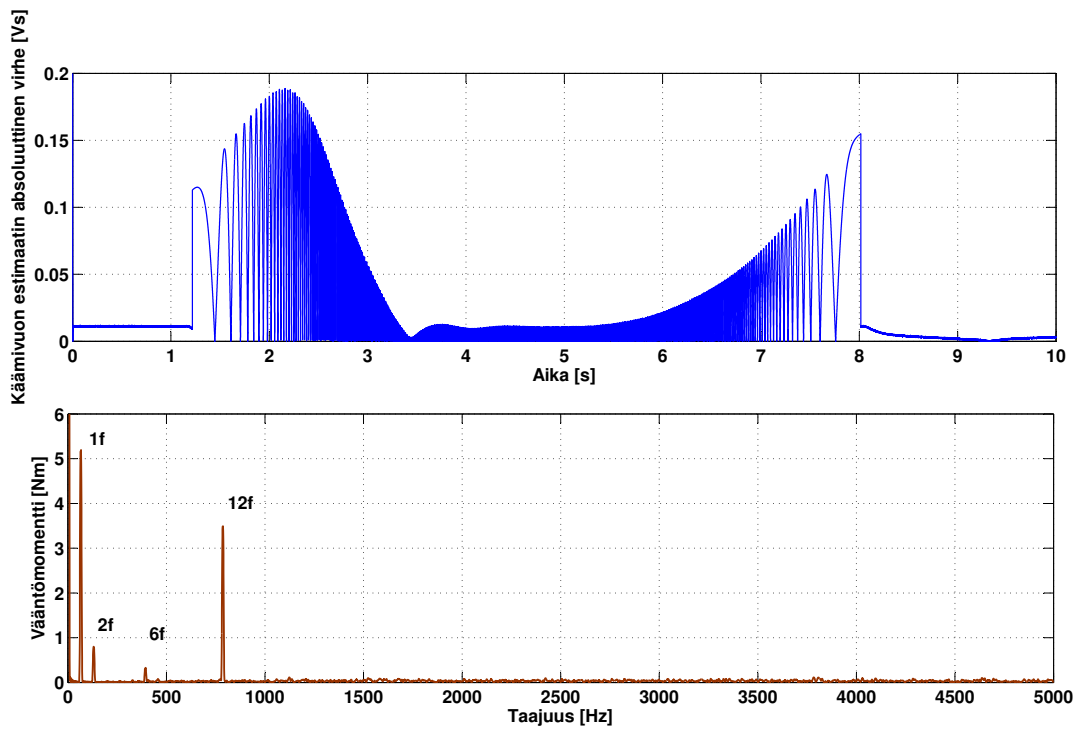
Tässä kohdassa simuloitiin virran mittauksessa olevan nollatason poikkeaman vaikutusta säädön stabiilisuuteen sekä estimaattorin että PR-säätimen kannalta. Mitattuun a-vaiheen virtaan asetettiin tasakomponentti jonka suuruus oli välillä  $0,005 - 0,07 I_n$ .

Kuvassa 41 on esitetty erisuuruisten nollatason poikkeamien vaikutus säätimen toimintaan. Vihreä kuvaa kompensointia missä ainoastaan PR-säädin on ylimääräisenä komponenttina. Punainen kuvaa ehdotettua kompensointimenetelmää, joka pitää sisällään sekä PR-säätimen että käämivuon estimaattorin. Sininen kuvaa normaalia kompensoimattomaa säätöä. Kuvasta nähdään, että käämivuon estimaattori on herkkä virran mittauksessa tapahtuvalle nollatason poikkeamalle. Mikäli virhettä on 4 % niin estimaattori muuttuu epästabiiliksi (pun. TRF > 2000 %). Estimaattorin epästabiilisuuden vuoksi punaista ei ole esitetty kuvassa virheen ollessa suurempi kuin 4 %.

Kuvasta nähdään myös se että virheen ollessa > 1 % estimaattorista ei ole juurikaan hyötyä. PR-säädin sen sijaan on luotettavampi stabiilisuuden kannalta. Lisäksi PR-säädin vaimentaa vääntömomentin värähtelyitä koko virhealueella. Voidaan päätellä että PR-säätimin toteutettu kompensointi on parempi vaihtoehto kuin kompensoimaton kun virranmittauksessa on nollatason poikkeamaa. Tuloksissa täytyy ottaa huomioon se että kompensointi on tässä tapauksessa toteutettu ainoastaan kuudennelle harmoniselle ja järjestelmä tuottaa kuitenkin muitakin taajuuksia. Mikäli järjestelmä tuottaisi ainoastaan kuudetta yliaaltoa tulokset todennäköisesti paranisivat huomattavasti. Kuvasta 42 nähdään, että virran nollatason poikkeama synnyttää uuden yliaallon perustaajuudella. Kuudes yliaalto on kuitenkin saatu vaimennettua hyvin, koska sen alkuperäinen amplitudi on 9 Nm (kuva 36).



Kuva 41: TRF virran mittauksen nollatasen poikkeaman funktiona.

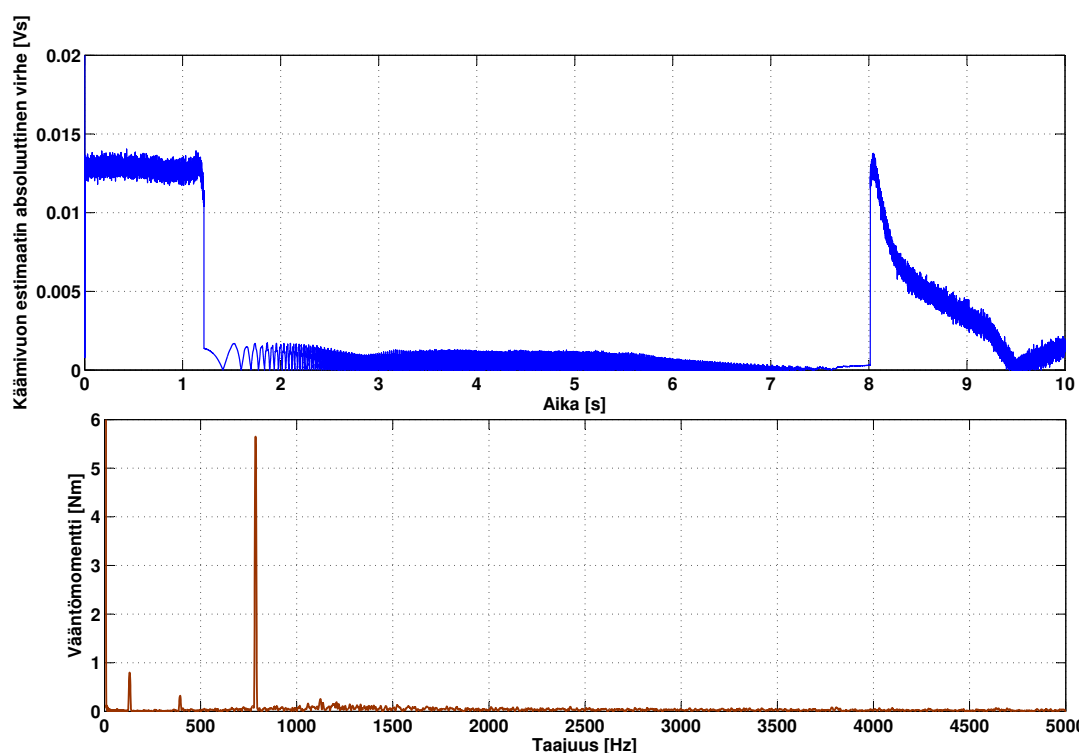


Kuva 42: Käämivuon estimaatin virhe sekä vääntömomentin spektri kun virranmittauksen nollatasossa on 1 %:n poikkeama.



### 6.6.3 Viiveiden vaikutus säädön toimintaan

Tässä kohdassa tutkittiin laskentaviiveen sekä mittausviiveen vaikutusta säädön toimintaan. Aluksi tutkittiin laskentaviive erikseen ja sen jälkeen yhdistettiin mittausviive ja laskentaviive. Laskentaviive oli yhden askelvälin pituinen ja se asetettiin virtasäätäjän lähtöön. Mittausviive niinkään oli yhden askelvälin mittainen ja se asetettiin virran mittaukseen. Kuvassa 43 on esitetty laskentaviiveen vaikutus käämivuon estimaattorin virheeseen sekä vääntömomentin spektriin. Kuvasta voidaan päätellä, että yhden askelvälin mittaisen laskentaviiveen vaikutus säädön toimintaan ei ole merkittävä. Kuudes yliaalto vaimenee hyvin myös tässä tapauksessa. TRF on tässä tapauksessa 4,79 %. Seuraavaksi simuloitiin mittausviiveen ja laskentaviiveen

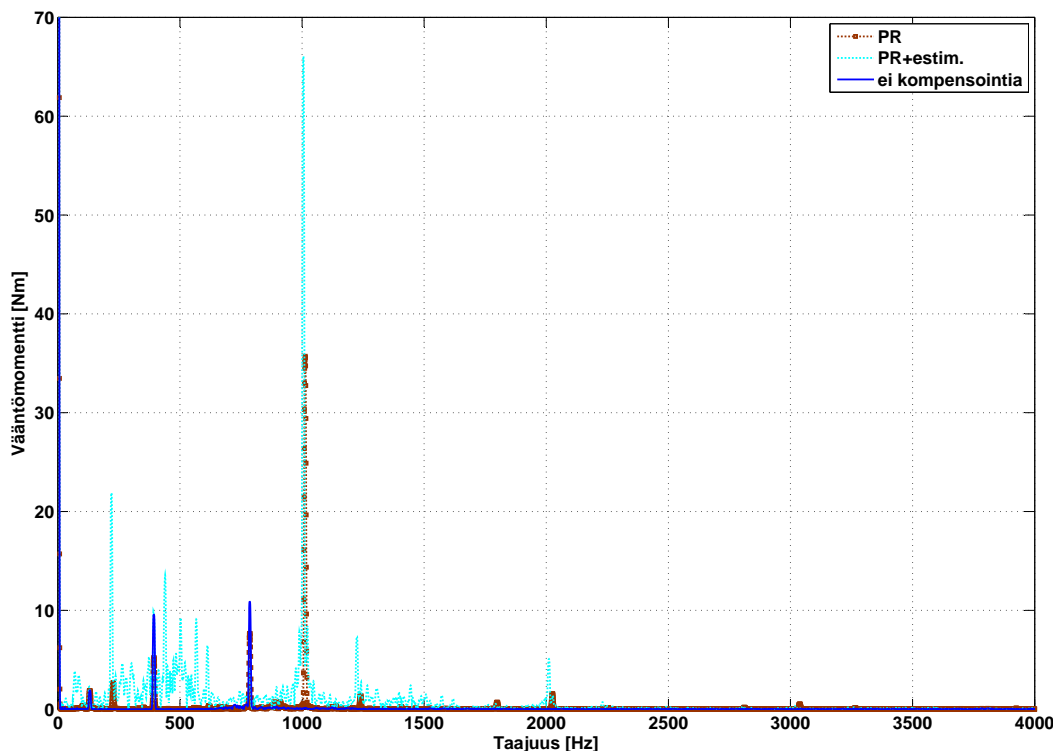


Kuva 43: Käämivuon estimaatin virhe sekä vääntömomentin spektri kun virtasäädön lähdössä on yhden askelvälin viive.

yhteisvaikutus säädön toimintaan. Kuvassa 44 on esitetty molempien viiveiden vaikutus vääntömomentin spektriin. Kuvasta nähdään, että kaikki säätökomponentit ovat herkkiä viiveille. Mikäli järjestelmässä esiintyy paljon viiveitä käämivuon estimaattori sekä PR-säädin ovat käyttökeltottomia. Voidaan päätellä että jos järjestelmässä esiintyy paljon viivettä, PR-säätimestä tulisi käyttää viiveellistä versiota (ei käsitelty tässä työssä).

### 6.6.4 Virhe liikejännitteessä

Tässä kohdassa tutkitaan tapausta, jossa säätäjille syötetty liikejännite on erisuuri kuin todellinen liikejännite. Virheen suuruus on 5 %. Kuvassa 45 on esitetty liikejännite-



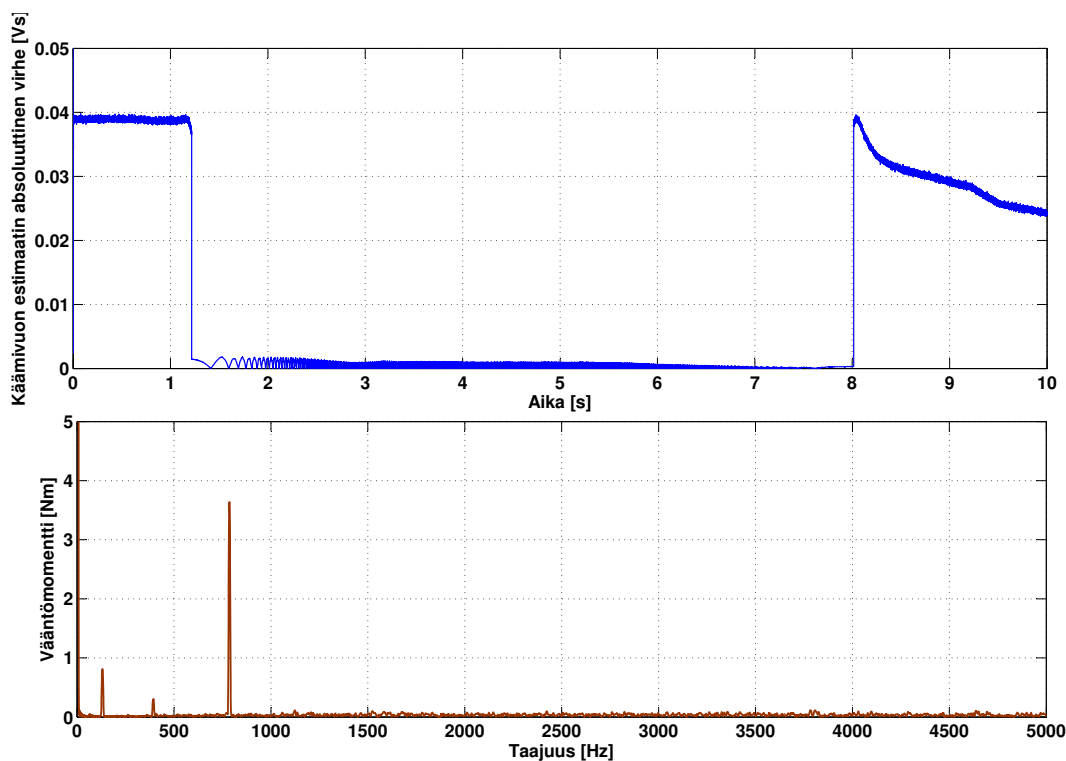
Kuva 44: Vääntömomentin spektri kun järjestelmässä on sekä mittausviivettä että laskentaviivettä.

nitteessä olevan virheen vaikutus ehdotettuun kompensointimenetelmään. Kuvasta nähdään, että liikejännitteessä oleva virhe ei vaikuta merkittävästi säädön toimintaan.

## 6.7 Yhteenveto simulointituloksista

Tämän kohdan tarkoituksena on kertoa lyhyt yhteenveto simuloinneissa havaituista asioista. Tuloksista havaitaan että jatkuva-aikaisessa tapauksessa vääntömomentin värähtelyt vaimenivat huomattavasti (99 %) (kuva 28). Käytännössä tällaista jatkuva-aikaista adaptiivista kompensattoria voi olla hankala ellei mahdotonta toteuttaa. Lisäksi jatkuva-aikaisessa simuloinnissa ei otettu huomioon parametrivirheitä, jotka vaikuttavat heikentävästi kompensointimenetelmän luotettavuuteen.

Digitaalisessa säädössä jatkuva-aikainen kompensattori täytyy diskretoida ja tällöin täytyy ottaa huomioon myös muita asioita, kuten näytteenottotaajuus ja diskretointimenetelmä. Tuloksista havaitaan, että PR-säädin on herkkä säätimen resonanssitaajuuden virheille (31). Taajuuskorjaus osoittaa kuitenkin merkityksensä parantamalla huomattavasti tuloksia (kuva 32). Lisäksi taajuuden korjaus on yksinkertainen toteuttaa. Voidaan sanoa, että diskretoitaessa PR-säädin Eulerin menetelmällä, taajuuskorjaus on välttämätön mikäli halutaan hyvä suorituskyky digitaalisella säätimellä.



Kuva 45: Käämivuon estimaatin virhe sekä vääntömomentin spektri kun liikejännitteessä on 5 %:n virhe.

Toinen merkittävä asia on käämivuon estimaattorin diskretointi. Tuloksista havaitaan, että implisiittinen Eulerin menetelmä sekä symplektiset menetelmät toimivat riittävällä tarkkuudella. Itseasiassa implisiittisen Eulerin tarkkuus tässä tapauksessa on samaa luokkaa kuin symplektisten menetelmienkin. Vääntömomentin värähtely pieneni symplektisellä Eulerin menetelmällä 92 % (kuva 34). Huomataan, että estimaattori voidaan diskretoida symplektisellä Eulerin menetelmällä. Symplektinen Eulerin menetelmä on laskennallisesti edullisempi kuin implisiittinen Eulerin menetelmä.

Tuloksista havaitaan myös, että parametrivirheiden vaikutus kompensointimenetelmään on merkittävä (kuvat 38 ja 44). Parametrivirheet vaikuttavat heikentävästi kompensointimenetelmän stabiilisuuteen. Parametrivirheet saattavat ensisijaisesti käämivuon estimaattorin epästabiiliksi, jonka johdosta koko järjestelmä menee epästabiiliksi. Erityisesti virheet staattori-resistanssissa sekä viiveet mittauksessa ja virtasäädössä heikentävät kompensoinnin luotettavuutta. Toisaalta pelkkä laskenta-viive ei aiheuttanut suurta muutosta kompensointimenetelmän toimivuuteen (kuva 43). Havaittiin myös, että virheet säädölle asetetuissa induktansseissa ja liikejännitteessä eivät aiheuta suurta muutosta (kuvat 40 ja 45). Tuloksista voidaan päätellä myös, että PR-säädin pystyy toimimaan myös itsenäisesti vääntömomentin värähtelyjen vaimentamisessa (kuva 41).

## 7 Yhteenveto

Tämän työn tavoitteena oli tunnistaa kestromagneettitahtikoneen vääntömomentin värähtelyn ja melun lähteitä sekä kehittää kompensointimenetelmä, jolla näitä värähtelyjä voitaisiin vaimentaa säädön avulla. Tavoitteena oli myös testata menetelmää käytännössä, mutta ajanpuutteen vuoksi tätä ei kyetty tekemään. Se mitä saavutettiin ehkä korvaa sen mitä ei saavutettu. Teoriassa tällä digitaaliseen PR-säätimeen ja käämivuon estimaattoriin perustuvalla kompensointimenetelmällä voidaan saavuttaa huomattava vääntömomentin värähtelyn vaimennus (jopa 92 %).

Työssä tunnistettiin useita vääntömomentin värähtelyjä tuottavia tekijöitä ja osa näistä tekijöistä havaittiin myös simuloinneissa. Kestomagneettitahtikoneesta muodostettiin matemaattinen malli, joka pitää sisällään koneen epäideaalisuuksia. Epäideaalinen hissimoottori yhdistettiin yksinkertaistettuun hissimekaniikkaan ja kehitettiin virtasäätöön, joiden avulla vääntömomentin värähtelyjä sekä virtoja voitiin tarkastella. Työssä kehitettiin kompensointimenetelmä, joka perustuu käämivuon estimointiin ja PR-säätimeen. PR-säädin ja käämivuon estimaattori muutettiin differenssiyhtälömuotoon, jotta niitä olisi helppo soveltaa.

Työssä havaittiin, että PR-säätimen diskretoinnilla on olennainen osa säädön toimivuudessa. Se on oltava oikein diskretoitu, jotta se pystyy tuottamaan tehokkaasti ohjearvon vaatimia harmonisia virtoja. Suunniteltaessa PR-säädintä tulisi miettiä myös sen numeerinen puoli. Työssä kävi ilmi, että käyttämällä taajuuskorjausta ja Eulerin menetelmien yhdistelmää PR-säätimen numeerisessa integroinnissa päästään hyviin tuloksiin vääntömomentin värähtelyiden vaimentamisessa. Tällainen digitaalinen kompensointi vähensi vääntömomentin värähtelyä 92 % verrattuna kompensoimattomaan säätöön. Toisaalta tämä kompensointimenetelmä on hyvin herkkä erilaisille epätarkkuuksille johtuen juuri PR-säätimen kapeasta kaistanleveydestä.

Myös käämivuon estimaattorin d- ja q-akselin numeerisella integroinnilla on huomattava vaikutus säädön toimivuuteen ja stabiilisuuteen. Diskretoimalla jatkuva-aikainen integrointi satunnaisesti jollain menetelmällä ei ehkä olekaan se paras vaihtoehto. Parempi vaihtoehto olisi ensin tutkia diskretoitavan differentiaaliyhtälön tai differentiaaliyhtälösystemin muotoa ja sisäisiä riippuvuuksia ja vertailla eri menetelmiä, koska erilaiset numeeriset integrointimenetelmät toimivat eri tavalla riippuen differentiaaliyhtälöstä.

Jatkossa tämä kompensointimenetelmä tulisi verifioida käytännössä. Lisäksi symplektisten menetelmien potentiaalin vuoksi jatkotutkimusaiheita voisi olla parempien numeeristen integrointimenetelmien tutkiminen tällaisen kompensointimenetelmän yhteydessä. Myös estimaattorin häiriönsietoa ja PR-säätimien joissa on viiveen kompensointi kannattaisi tutkia.

## Viitteet

- [1] Strakosch, L. G. ja Caporale, R. S. *The Vertical Transportation Handbook 4.* painos. New Jersey, John Wiley & Sons Inc., 2010.
- [2] Jahns, T. M., Soong, W. L. Pulsating Torque Minimization Techniques for Permanent Magnet AC Motor Drives - A Review *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1996, Vol.43, nro 2, s.321-330.
- [3] Kayhan, G., Ali, A. A., Halit, P. Torque Ripple and EMI Noise Minimization in PMSM Using Active Filter Topology and Field-Oriented Control *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, Vol.55, nro 1, s.251-257.
- [4] Zhang, P., Sizov, G. Y., Demerdash, N. A. O. Comparison of Torque Ripple Minimization Control Techniques in Surface-mounted Permanent Magnet Synchronous Machines *IEEE International Electric Machines & Drives Conference IEMDC*, 2011, s.188-193.
- [5] Qian, W., Panda, S. K., Xu, J. X. Torque Ripple Minimization in PM Synchronous Motors Using Iterative Learning Control *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004, Vol. 19, Nro. 2, s.272-279.
- [6] Sahoo, S. K., Panda, S. K., Xu, J. X. Iterative Learning-Based High Performance Current Controller for Switched Reluctance Motors *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2004, Vol.19, nro 3, s.491-498.
- [7] Xiao, X., Chen, C. Reduction of Torque Ripple Due to Demagnetization in PMSM Using Current Compensation *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2010, Vol.20, nro 3, s.1068-1071.
- [8] Rahimi, M., Momeni, M., Abbaszadeh, K. A New Approach to Minimize Torque Pulsations in PMSM Driven by Field Oriented Control *International Symposium on Power Electronics SPEEDAM 2010*, 2010 s.490-494.
- [9] Jia, H., Cheng, M., Hua, W., Zhao, W. ja Li, W. Torque Ripple Suppression in Flux-Switching PM Motor by Harmonic Current Injection Based on Voltage Space-Vector Modulation *IEEE Transactions on Magnetics*, 2010, Vol.46, nro 6, s.1527-1530.
- [10] Zhu, Z. Q., Leong, J. H. Analysis and Mitiation of Torsional Vibration of PM Brushless AC/DC Drives With Direct Torque Controller *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2012, Vol.48, nro 4, s.1296-1306.
- [11] Zhu, Z. Q., Liu, Y., Howe, D. Minimizing the Influence of Cogging Torque on Vibration of PM Brushless Machines by Direct Torque Control *IEEE Transactions on Magnetics*, 2006, Vol.42, nro 10, s.3512-3514.

- [12] Petrovic, V., Ortega, R., Stankovic, A. M., Tadmor, G. Design and Implementation of an Adaptive Controller for Torque Ripple Minimization in PM Synchronous Motors *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2000, Vol.15, nro 5, s.871-880.
- [13] Hanselman, D. C. Minimum Torque Ripple, Maximum Efficiency Excitation of Brushless Permanent Magnet Motors *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1994, Vol.41, nro 3, s.292-300.
- [14] Mohamed, Y. A-R. I., El-Saadany, E. F. A Current Control Scheme With an Adaptive Internal Model for Torque Ripple Minimization and Robust Current Regulation in PMSM Drive Systems *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2008, Vol.23, nro 1, s.92-100.
- [15] Holtz, J., Springob, L. Identification and Compensation of Torque Ripple in High-Precision Permanent Magnet Motor Drives *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1996, Vol.43, nro 2, s.309-320.
- [16] Mattavelli, P., Tubiana, L., Zigliotto, M. Torque-Ripple Reduction in PM Synchronous Motor Drives Using Repetitive Current Control *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2005, Vol.20, nro 6, s.1423-1431.
- [17] Torregrossa, D., Paire, D., Peyraut, F., Fahimi, B., Miraoui, A. Active Mitigation of Electromagnetic Vibration Radiated by PMSM in Fractional-Horsepower Drives by Optimal Choice of the Carrier Frequency *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, Vol.59, nro 3, s.1346-1354.
- [18] Xu, Y., Yuan, Q., Zou, J., Li, Y. Analysis of Triangular Periodic Carrier Frequency Modulation on Reducing Electromagnetic Noise of Permanent Magnet Synchronous Motor *IEEE Transactions on Magnetics*, 2012, Vol.48, nro 11, s.4424-4427.
- [19] Ruis-González, A., Meco-Gutiérrez, M. J., Pérez-Hidalgo, F., Vargas-Merino, F., Heredia-Larrubia, J. R. Reducing Acoustic Noise Radiated by Inverter-Fed Induction Motors Controlled by a New PWM Strategy *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, Vol.57, nro 1, s.228-236.
- [20] Belkhat, D., Roger, D., Brudny, J. F. Active Reduction of Magnetic Noise in Asynchronous Machine Controlled by Stator Current Harmonics *IEE EMD97 Conference*, 1997, nro 444, s.400-405.
- [21] Cassoret, B., Corton, R., Roger, D., Brudny, J-F. Magnetic Noise Reduction of Induction Machines *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2003, Vol.18, nro 2, s.570-579.
- [22] Pellerey, P., Favennec, G., Lanfranchi, V., Friedrich, G. Active Reduction of Electrical Machines Magnetic Noise by the Control of Low Frequency Current Harmonics *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, s.1654-1659.

- [23] Chapman, P. L., Sudhoff, S. D. A Multiple Reference Frame Synchronous Estimator/Regulator *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2000, Vol.15, nro 2, s.197-202.
- [24] Ueda, S., Honda, K., Ikimi, T., Hombu, M, Ueda, A. Magnetic Noise Reduction Technique for an AC Motor Driven by a PWM Inverter *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1991, Vol.6, nro 3, s.470-475.
- [25] Moreno, V. M., Liserre, M., Pigazo, A., Dell'Aquila, A. A Comparative Analysis of Real-Time Algorithms for Power Signal Decomposition in Multiple Synchronous Reference Frames *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2007, vol. 22, nro 4, s.1280-1289.
- [26] Mattavelli, P. Synchronous-Frame Harmonic Control for High-Performance AC Power Supplies *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2001, vol. 37, nro 3, s.864-872.
- [27] Kelly, S. G. *Mechanical Vibrations:Theory and Applications* 1. painos. Stamford, Cengage Learning, 2012.
- [28] Holtz, J. On the Spatial Propagation of Transient Magnetic Fields in AC Machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1996, vol.32, nro 4, s.927-937.
- [29] Pillay, P., Krishnan, R. Modeling of Permanent Magnet Motor Drives *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1988, Vol. 35, Nro. 4, s.537-541.
- [30] Harnefors, L., *Control of Variable-Speed Drives* Västerås, Mälardalen University, 2003.
- [31] Rao, P. V. *Power Semiconductor Drives* Hyderabad, BS Publications, 2007.
- [32] Fouad, G. *AC Electric Motors Control:Advanced Design Techniques and Applications*. 1. painos. United Kingdom, John Wiley & Sons, 2013.
- [33] Van Der Broek, H. W., Skudelny, H.-C., Stanke, G. V. Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1988, vol.24, nro 1, s.142-150.
- [34] Gieras, J. F., Wang, Rong-Jie ja Kamper, M. J. *Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines*. Netherlands, Kluwer Academic Publishers, 2004
- [35] Jussila, H. Concentrated Winding Multiphase Permanent Magnet Machine Design and Electromagnetic Properties-Case Axial Flux Machine. Väitöskirja, Lappeenrannan teknillinen yliopisto, 2009.
- [36] Parviainen, A. Design of Axial-FLux Permanent-Magnet Low-Speed Machines and Performance Comparison Between Radial-Flux and Axial-Flux Machines. Väitöskirja, Lappeenrannan teknillinen yliopisto, 2005

- [37] Pyrhönen, J., Jokinen, T., Hrabovcova, V. *Design of Rotating Electrical Machines*. Chichester, John Wiley & Sons, Ltd, 2008
- [38] Jussila, H. Napakäämityn murtovakokestomagneettitahtikoneen suunnittelu. Diplomityö, Lappeenrannan teknillinen yliopisto, sähkötekniikan osasto, Lappeenranta, 2005
- [39] Fuller, C. R., Elliot, S. J., Nelson, P. R. *Active Control of Vibration*. 2. painos. GBR, Academic Press Limited, 1996.
- [40] Adams, M. L. *Rotating Machinery Vibration: From Analysis to Troubleshooting*. New York, CRC Press, 2000.
- [41] Mobley, R. K. *Vibration Fundamentals*. USA, Newnes, 1999.
- [42] Merrill, E. F. Dynamics of AC Electrical Machines *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1994, Vol.30, nro 2 , s.277-285.
- [43] Roivainen, J. Unit-Wave Response-Based Modeling of Electromechanical Noise and Vibration of Electrical Machines. Väitöskirja, Teknillinen korkeakoulu, Espoo, 2009.
- [44] Niiranen, J. *Sähkömoottorikäytön digitaalinen ohjaus* . 2. painos. Espoo, Ota-tieto, 1999
- [45] Holopainen, T. H., Jörg, P., Niiranen, J., Andreo, D. Electric Motors and Drives in Torsional Vibration Analysis and Design *Proceedings of the Forty-Second Turbomachinery Symposium*, 2013
- [46] Laurila, L. Analysis of Torque and Speed Ripple Producing Non-Idealities of Frequency Converters in Electric Drives. Väitöskirja, Lappeenrannan teknillinen yliopisto, 2004.
- [47] Aydin, M. Huang, S., Lipo, T. A. Torque Quality and Comparison of Internal and External Rotor Axial Flux Surface-Magnet Disc Machines *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2006, Vol.53, nro 3, s.822-830.
- [48] Hanselman, D. *Brushless Permanent Magnet Motor Design*. 2. painos. USA, The Writers´ Collective, 2003.
- [49] Islam, M. R. Cogging Torque, Torque Ripple and Radial Force Analysis of Permanent Magnet Synchronous Machines. Väitöskirja, University of Akron, , 2009.
- [50] Zhu, Z. Q., Xia, Z. P., Wu, L. J., Jewell, G. W. Analytical Modeling and Finite-Element Computation of Radial Vibration Force in Fractional-Slot Permanent-Magnet Brushless Machines *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2010, Vol.46, nro 5, s.1908-1918.



- [51] Islam, R., Husain, I. Analytical Model for Predicting Noise and Vibration in Permanent-Magnet Synchronous Motors *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2010, Vol.46, nro 5, s.2346-2354.
- [52] Jokinen, T. Sähkökoneen synnyttämä melu *Sähkömekaniikan laboratorio*, Espoo, Teknillinen korkeakoulu, 1980, Raportti nro 4.
- [53] Gieras, J. F., Wang, C., Lai, J. C. *Noise of Polyphase Electric Motors*. 2. painos. Florida, CRC Press, 2006.
- [54] Gieras, J. F., Wing, M. *Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications*. 2. painos. New York, Marcel Dekker, 2002.
- [55] Yang, H., Chen, Y. Influence of Radial Force Harmonics With Low Mode Number on Electromagnetic Vibration of PMSM *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2013.
- [56] Muñoz, D. M. Acoustic Noise in Vector Controlled Induction Motor Drives. Verkkodokumentti. Licentiate Thesis, Lund University, Lund, 2001. Viitattu 3.4.2014. Saatavissa: <https://www.iea.lth.se/publications/Theses/LTH-IEA-1028.pdf>
- [57] Rao, S. S. *Mechanical Vibrations*. 5. painos. New Jersey, Pearson, 2011
- [58] Kang, J.-K., Sul, S.-K. Vertical-Vibration Control of Elevator Using Estimated Car Acceleration Feedback Compensation *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2000, Vol.47, nro 1, s.91-99.
- [59] Griffiths, D. F., Higham, D. J. *Numerical Methods for Ordinary Differential Equations*. New York, Springer, 2010
- [60] Teodorescu, R., Liserre, M., Rodríguez, P. *Grid Converters For Photovoltaic and Wind Power Systems*. . Chichester, John Wiley & Sons, 2011
- [61] Yepes, A. G. Digital Resonant Current Controllers for Voltage Source Converters. Verkkodokumentti. Ph.D. Thesis, University of Vigo, Vigo, 2011. Viitattu 21.3.2014. Saatavissa: <Webs.uvigo.es/agyepes/files/Thesis.pdf>
- [62] Zmood, D. N. Holmes, D. G. Stationary Frame Current Regulation of PWM Inverters With Zero Steady-State Error *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2003, Vol.18, nro 3, s.814-822.
- [63] Liserre, M., Teodorescu, R., Blaabjerg, F. Stability of Photovoltaic and Wind Turbine Grid-Connected Inverters for a Large Set of Grid Impedance Values *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2006, Vol.21, nro 1, s.263-272.

## A Vuontiheysylioaltojen vaikutus voima-aaltoihin

$$f_r \approx \frac{1}{2\mu_0} \left( \sum_{n=1}^{\infty} B_{rn} \cos(np(\theta - \omega_m t)) \right)^2 \quad (\text{A1})$$

$$\begin{aligned} f_{rjk} &= \frac{1}{2\mu_0} \sum_{j=1}^{\infty} B_{rj} \cos(jp(\theta - \omega_m t)) \sum_{k=1}^{\infty} B_{rk} \cos(kp(\theta - \omega_m t)) \quad (\text{A2}) \\ &= \frac{1}{2\mu_0} \sum_{j=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{B_{rj} B_{rk}}{2} \left( \cos((j-k)p(\theta - \omega_m t)) + \cos((j+k)p(\theta - \omega_m t)) \right) \end{aligned}$$

$j, k = 1, 3, 5, \dots$

Otetaan huomioon vain yhden ylioallon vaikutus. Tapaus  $j = 1, k = 1$ .

$$f_{r11} = \frac{1}{2\mu_0} \frac{B_{rj} B_{rk}}{2} (1 + \cos(2p(\theta - \omega_m t))) \quad (\text{A3})$$

Tapaus  $j = 1, k = 3$ .

$$\begin{aligned} f_{r13} &= \frac{1}{2\mu_0} \frac{B_{rj} B_{rk}}{2} (\cos(-2p(\theta - \omega_m t)) + \cos(4p(\theta - \omega_m t))) \\ &= \frac{1}{2\mu_0} \frac{B_{rj} B_{rk}}{2} (\cos(2p(\theta - \omega_m t)) + \cos(4p(\theta - \omega_m t))) \quad (\text{A4}) \end{aligned}$$

Tapaus  $j = 3, k = 3$  antaa yhtälön

$$f_{r33} = \frac{1}{2\mu_0} \frac{B_{rj} B_{rk}}{2} (1 + \cos(6p(\theta - \omega_m t))) \quad (\text{A5})$$

Nähdään, että parittomat vuoaallot tuottavat vain parillisia voima-aaltoja.

## B Lagrangen yhtälöiden avulla muodostetut liikeyhtälöt

Tässä liitteessä esitetään kuinka liikeyhtälöt saadaan Lagrangen yhtälöillä. Lagrangen yhtälöt ovat:

$$f_i = \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial L}{\partial \dot{q}_i} \right) - \frac{\partial L}{\partial q_i} + \frac{\partial P}{\partial \dot{q}_i} \quad (\text{B1})$$

$$L = E_k - E_p \quad (\text{B2})$$

Kineettinen energia systeemissä on:

$$E_k = \frac{1}{2}m_1\dot{x}_1^2 + \frac{1}{2}m_1\dot{x}_1^2 + \frac{1}{2}J\dot{\theta}^2 \quad (\text{B3})$$

Potentiaalienergia systeemissä on jousiin varastoitunut energia:

$$E_p = \frac{1}{2}k_1(r\theta - x_1)^2 + \frac{1}{2}k_2(x_2 - r\theta)^2 \quad (\text{B4})$$

Häviöenergia on vaimennuksiin kuluva energia:

$$P = \frac{1}{2}c_1(r\dot{\theta} - \dot{x}_1)^2 + \frac{1}{2}c_2(x_2 - r\dot{\theta})^2 + \frac{1}{2}b\dot{\theta}^2 \quad (\text{B5})$$

Ulkoisina voimina ajatellaan momentti  $T_e$  ja massojen 1 ja 2 aiheuttamat voimat. Yleistettyinä koordinaatteina ovat  $x_1, x_2, \theta$ . Ensin muodostettiin Lagrangen yhtälö  $x_1$ :lle:

$$\frac{\partial L}{\partial \dot{x}_1} = \frac{\partial E_k}{\partial \dot{x}_1} - \frac{\partial E_p}{\partial \dot{x}_1} = \frac{\partial E_k}{\partial \dot{x}_1} = m_1\dot{x}_1 \quad (\text{B6})$$

$$\frac{\partial L}{\partial x_1} = \frac{-\partial E_p}{\partial x_1} = -k_1x_1 + k_1r\theta \quad (\text{B7})$$

$$\frac{\partial P}{\partial \dot{x}_1} = c_1\dot{x}_1 - c_1r\dot{\theta} \quad (\text{B8})$$

Joten lopulliseksi yhtälöksi  $x_1$ :n suhteen saadaan:

$$-m_1g = \frac{d}{dt} \left( \frac{\partial L}{\partial \dot{x}_1} \right) - \frac{\partial L}{\partial x_1} + \frac{\partial P}{\partial \dot{x}_1} \quad (\text{B9})$$

$$\begin{aligned} &= m_1\ddot{x}_1 + k_1x_1 - k_1r\dot{\theta} + c_1(\dot{x}_1 - r\dot{\theta}) \\ \rightarrow \quad m_1\ddot{x}_1 &= -m_1g + k_1(r\theta - x_1) + c_1(r\dot{\theta} - x_1) \end{aligned} \quad (\text{B10})$$

Samalla tavalla saadaan muutkin liikeyhtälöt.

## C Käämivuosta Hamiltonin yhtälöiden diskretoimiseen

Tässä kohdassa on esitetty kuinka käämivoiden differentiaaliyhtälösystemi voidaan ratkaista symplektisillä menetelmillä. Käämivoiden differentiaaliyhtälöt ovat

$$\frac{d\psi_d}{dt} = u_d - R_s i_d + \omega_r \psi_q = f(\psi_d, \psi_q) \quad (\text{C1})$$

$$\frac{d\psi_q}{dt} = u_q - R_s i_q - \omega_r \psi_d = g(\psi_d, \psi_q) \quad (\text{C2})$$

Yhdistetään syöttöjännite ja resistiivinen jännitehäviö

$$e_d = u_d - R_s i_d \quad (\text{C3})$$

$$e_q = u_q - R_s i_q \quad (\text{C4})$$

saadaan

$$\frac{d\psi_d}{dt} = e_d + \omega_r \psi_q \quad (\text{C5})$$

$$\frac{d\psi_q}{dt} = e_q - \omega_r \psi_d \quad (\text{C6})$$

Integroidaan ylempi yhtälö  $\psi_q$ :n suhteen ja alempi  $-\psi_d$ :n suhteen ja asetetaan integrointivakio nolaksi niin saadaan

$$\int f(\psi_q) d\psi_q = e_d \psi_q + \omega_r \frac{\psi_q^2}{2} \quad (\text{C7})$$

$$\int g(\psi_d) d\psi_d = e_q \psi_d - \omega_r \frac{\psi_d^2}{2} \quad (\text{C8})$$

Vähennetään ylempi alemmasta ja saadaan Hamiltonin funktio

$$H(\psi_d, \psi_q) = e_q \psi_d - \omega_r \frac{\psi_d^2}{2} - e_d \psi_q - \omega_r \frac{\psi_q^2}{2} \quad (\text{C9})$$

Tarkistetaan

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} H(\psi_d, \psi_q) &= \frac{\partial H}{\partial \psi_d} \frac{d\psi_d}{dt} + \frac{\partial H}{\partial \psi_q} \frac{d\psi_q}{dt} \\ &= (e_q - \omega_r \psi_d)(e_d + \omega_r \psi_q) + (-e_d - \omega_r \psi_q)(e_q - \omega_r \psi_d) \\ &= e_q e_d + e_q \omega_r \psi_q - e_d \omega_r \psi_d - \omega_r^2 \psi_d \psi_q \\ &+ (-e_d e_q + e_d \omega_r \psi_d - e_q \omega_r \psi_q + \omega_r^2 \psi_d \psi_q) \\ &= 0 \end{aligned} \quad (\text{C10})$$

Nyt voidaan kirjoittaa

$$\frac{d\psi_d}{dt} = -\frac{\partial H}{\partial \psi_q} \quad (\text{C11})$$

$$\frac{d\psi_q}{dt} = \frac{\partial H}{\partial \psi_d} \quad (\text{C12})$$

Tämä on merkittävä tieto, koska Hamiltonin järjestelmillä on tietty ominaisuus nimeltään symplektisyys. Symplektisyys tarkoittaa sitä että funktion kuvauksessa pinta-ala säilyy eli lähtöjoukon rajaama ala vaiheavaruudessa on yhtäsuuri kuin maalijoukon ala vaiheavaruudessa [59]. Hamiltonin järjestelmille on omia hyviä ratkaisumenetelmiä kuten symplektinen Eulerin menetelmä

$$\psi_d^{n+1} = \psi_d^n - T_s \frac{\partial H}{\partial \psi_q}(\psi_d^{n+1}, \psi_q^n) \quad (\text{C13})$$

$$\psi_q^{n+1} = \psi_q^n - T_s \frac{\partial H}{\partial \psi_d}(\psi_d^{n+1}, \psi_q^n) \quad (\text{C14})$$

ja Störmer-Verlet:n menetelmä

$$\psi_d^{n+1/2} = \psi_d^n - \frac{T_s}{2} \frac{\partial H}{\partial \psi_q}(\psi_d^{n+1/2}, \psi_q^n) \quad (\text{C15})$$

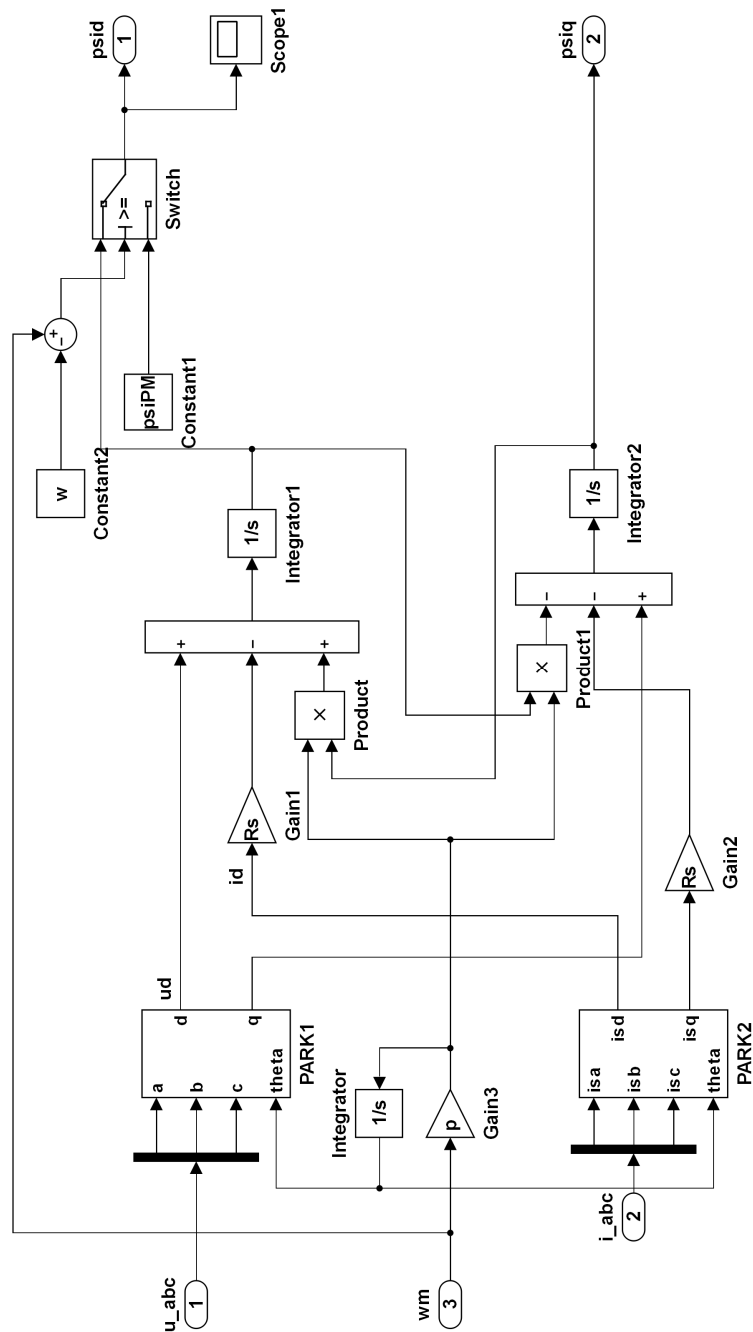
$$\psi_q^{n+1} = \psi_q^n + \frac{T_s}{2} \left[ \frac{\partial H}{\partial \psi_d}(\psi_d^{n+1/2}, \psi_q^n) + \frac{\partial H}{\partial \psi_d}(\psi_d^{n+1/2}, \psi_q^{n+1}) \right] \quad (\text{C16})$$

$$\psi_d^{n+1} = \psi_d^{n+1/2} - \frac{T_s}{2} \frac{\partial H}{\partial \psi_q}(\psi_d^{n+1/2}, \psi_q^{n+1}) \quad (\text{C17})$$

Eulerin menetelmän tarkkuus on ensimmäistä kertaluokkaa ja Störmer-Verlet:n tarkkuus toista kertaluokkaa. Mutta menetelmien etu onkin siinä, että ne ovat myös symplektisiä, mikä tuo huomattavan edun symplektisiä järjestelmiä ratkaistaessa.

## D Jatkuva-aikaisen käämivuon estimoinnin simulointimalli

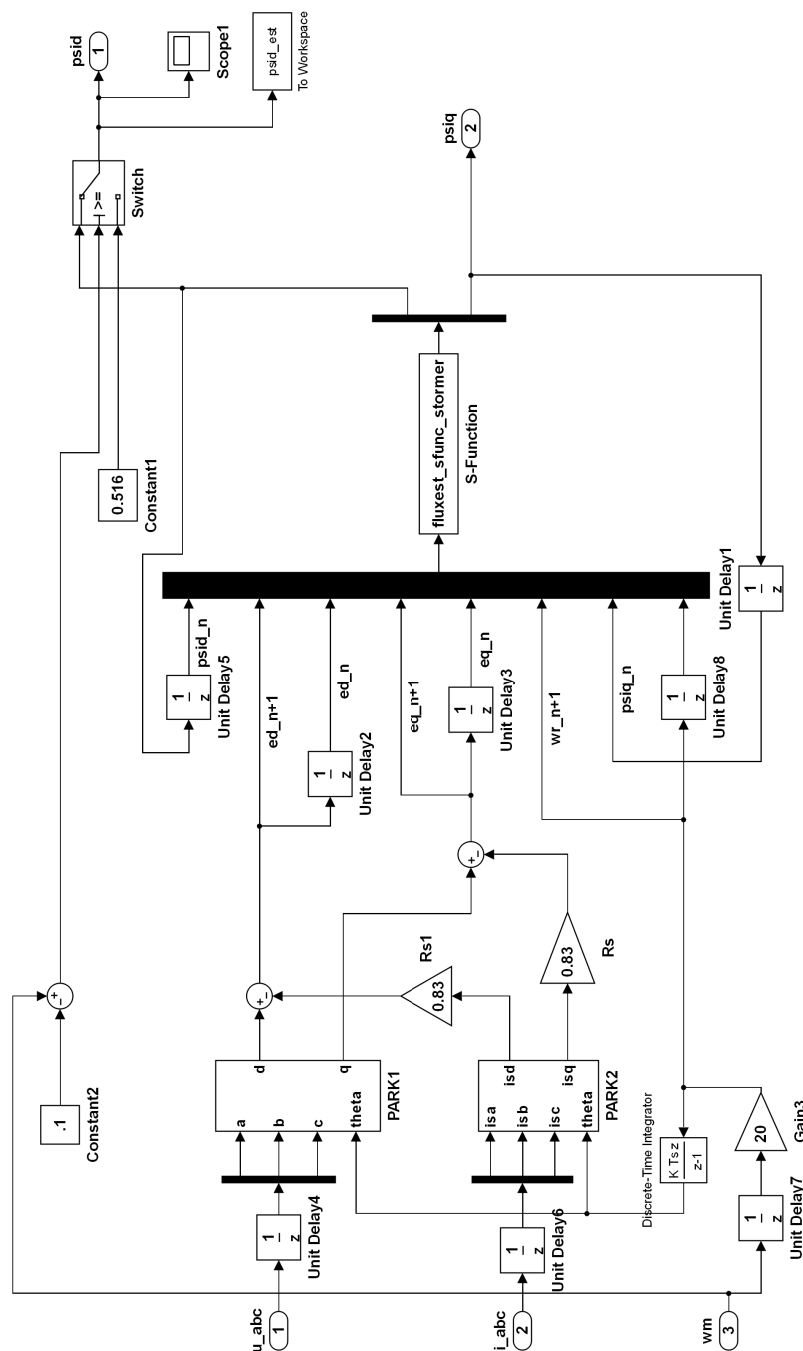
Tässä liitteessä esitetään jatkuva-aikaisen käämivuon estimoinnin simulointimalli. Simulointimalli on esitetty kuvassa D1.



Kuva D1: Käämivuon jatkuva-aikainen estimointi.

## E Diskreetti-aikaisen käämivuon estimoinnin simulointimalli

Tässä liitteessä esitetään diskreetti-aikaisen käämivuon estimoinnin simulointimalli. Simulointimalli on esitetty kuvassa E1.



Kuva E1: Käämivuon diskreetti-aikainen estimointi.